

Mats Bäckström, Olof Lundén, Patrick Andersson, Isabel Ferrer, Jörgen Lorén

HPM. Framvägskoppling och -skydd. Lägesrapport.

TOTALFÖRSVARETS FORSKNINGSINSTITUT

Sensorteknik

Box 1165

581 11 Linköping

FOI-R--0265--SE

November 2001

ISSN 1650-1942

Användarrapport

Mats Bäckström, Olof Lundén, Patrick Andersson, Isabel Ferrer, Jörgen Lorén

HPM. Framvägskoppling och -skydd. Lägesrapport.

Utgivare Totalförsvarets Forskningsinstitut - FOI Sensorteknik Box 1165 581 11 Linköping	Rapportnummer, ISRN FOI-R--0265--SE	Klassificering Användarrapport
	Forskningsområde 6. Telekrig	
	Månad, år November 2001	Projektnummer E3031, E3660
	Verksamhetsgren 5. Uppdragsfinansierad verksamhet	
	Delområde 61 Telekrigföring med EM-vapen och skydd	
Författare/redaktör Mats Bäckström Olof Lundén Patrick Andersson Isabel Ferrer Jörgen Lorén	Projektledare Mats Bäckström	
	Godkänd av	
	Uppdragsgivare/kundbeteckning HKV, FMV	
	Tekniskt och/eller vetenskapligt ansvarig	
Rapportens titel HPM. Framvägskoppling och -skydd. Lägesrapport.		
Sammanfattning (högst 200 ord) Föreliggande rapport är en lägesbeskrivning av den kompetensuppbyggnad som skett under 2001 inom området <i>HPM. Framvägskoppling och –skydd</i> . Området ingår i det av FM finansierade projektet <i>HPM Skydd</i> (E3031) och är samordnat med FMV-projektet <i>HPM Skyddsteknik</i> (E3660). Ämnet är ett för HPM-verksamheten väsentligen nytt område. I projektplanen sägs: ” Verksamheten avser verkan av HPM på gruppantennor och utveckling/utvärdering av skyddsmetoder. Denna sker i nära samverkan med projekt inom gruppantennområdet som bedrivs på institutionen. En del av verksamheten avser primärt att studera verkan på kretselektroniken samt utveckling/utvärdering av skyddskomponenter som integreras i antennstrukturen, men kan också komma att innefatta studier av optiskt styrda kiselytor som t.ex. kan appliceras som skydd i radomyta. En annan del av verksamheten avser ett fördjupat studium av möjligheten att med hjälp av elektriskt överslag i antennaperturen dämpa inläckningen av HPM. Inledande försök av detta slag har gjorts tidigare (utanför HPM-projektet) i samverkan med industri. Verksamheten har som mål att demonstrera praktiskt användbara skyddsåtgärder vid utgången av 2003.” Verksamheten under 2001 har bestått dels i uppbyggnad av ny laboratorieutrustning för studier av elektriskt överslag i antenslits och uppbyggnad/anpassning av laboratorieutrustning för inledande studier av skyddsprestanda hos några befintliga, kommersiella, skyddskretsar, s.k. ”limitrar”.		
Nyckelord HPM, EMC, Skärmning, Skyddskretsar, Framvägskoppling		
Övriga bibliografiska uppgifter	Språk Svenska	
ISSN 1650-1942	Antal sidor: 42 s.	
Distribution enligt missiv	Pris: Enligt prislista Sekretess	

Issuing organization FOI – Swedish Defence Research Agency Sensor Technology P.O. Box 1165 SE-581 11 Linköping	Report number, ISRN FOI-R--0265--SE	Report type User report
	Research area code 6. Electronic Warfare	
	Month year November 2001	Project no. E3031, E3660
	Customers code 5. Contracted Research	
	Sub area code 61 Electronic Warfare, Electromagnetic Weapons	
Author/s (editor/s) Mats Bäckström Olof Lundén Patrick Andersson Isabel Ferrer Jörgen Lorén	Project manager Mats Bäckström	
	Approved by	
	Sponsoring agency Swedish Armed Forces, FMV	
	Scientifically and technically responsible	
Report title (In translation) HPM. Front-door coupling and protection. Progress report.		
Abstract (not more than 200 words) This progress report describes the work done during 2001 aiming at strengthening the competence within the field <i>HPM. Front-door coupling and protection</i>. This field is a part of the project <i>HPM Protection</i> (E3031), and is co-ordinated with the project <i>HPM Protection Techniques</i> (E3660). In the project plan it is stated that the research shall refer to HPM effects on array antennas and development/evaluation of protection methods. The protection can be accomplished as an integrated part of the MMIC structure or as an integrated part in the surface of a radom. At present the first alternative is studied. Another approach is to deliberately create an electrical discharge in the antenna aperture when the antenna is irradiated by HPM, thereby reducing the transmitted radiated power. During 2001 laboratory resources have been created for studies of slot discharges up to field levels of more than 10 kV/m at 3 GHz. Furthermore, an experimental set-up has been taken into operation for initial studies of the performance of commercial protection devices.		
Keywords HPM, EMC, Shielding, Limiter, Front-door Coupling		
Further bibliographic information	Language Swedish	
ISSN 1650-1942	Pages 42 p.	
	Price acc. to pricelist Security classification	

Innehållsförteckning

Innehållsförteckning.....	4
1. Bakgrund.....	5
2. Elektriskt överslag i antennslits.....	5
3. Krets nära skyddskomponenter	8
4. Referenser.....	12
5. Bilagor	13
Bilaga 5.1. Kalibrering av fältstyrka för S-bandsmagnetronen, O. Lundén (2001-09-04)...	13
Bilaga 5.2. Kalibrering av fältstyrka för S-bands magnetronen, M. Bäckström (2001-05-31).	27
Bilaga 5.3. Mätprogram för inledande försök, M. Bäckström (2001-05-23).	31
Bilaga 5.4. Beräkning av slitsdämpning p.g.a. elektriskt överslag, M. Bäckström (2001-09-18).	34
Bilaga 5.5. Slitsgeometri, J. Lorén (2001-11-08).	35
Bilaga 5.6. An approximate model for residual pulses during pulsed microwave breakdown, U. Jordan, Chalmers Tekniska Högskola (2001-04-20).	36
Bilaga 5.7.	42

1. Bakgrund

Föreliggande rapport är en lägesbeskrivning av den kompetensuppbyggnad som skett under året inom området *HPM. Framvägskoppling och –skydd*. Området ingår i det av FM finansierade projektet *HPM Skydd* (E3031) och är samordnat med FMV-projektet *HPM Skyddsteknik* (E3660). Ämnet är ett för HPM-verksamheten väsentligen nytt område. I projektplanen sägs: ”Verksamheten avser verkan av HPM på gruppantennerna och utveckling/utvärdering av skyddsmetoder. Denna sker i nära samverkan med projekt inom gruppantennområdet som bedrivs på institutionen. En del av verksamheten avser primärt att studera verkan på kretselektroniken samt utveckling/utvärdering av skyddskomponenter som integreras i antennstrukturen, men kan också komma att innefatta studier av optiskt styrda kiselytor som t.ex. kan appliceras som skydd i radomyta. En annan del av verksamheten avser ett fördjupat studium av möjligheten att med hjälp av elektriskt överslag i antennaperturen dämpa inläckningen av HPM. Inledande försök av detta slag har gjorts tidigare (utanför HPM-projektet) i samverkan med industri. Verksamheten har som mål att demonstrera praktiskt användbara skyddsåtgärder vid utgången av 2003.” Verksamheten under 2001 har, som rapporterats på SAM-HPM-möten, bestått dels i uppbyggnad av ny laboratorieutrustning för studier av elektriskt överslag i antennslits och uppbyggnad/anpassning av laboratorieutrustning för inledande studier av skyddsprestanda hos några befintliga, kommersiella, skyddskretsar, s.k. ”limitrar”.

2. Elektriskt överslag i antennslits

För att på ett mer grundläggande sätt studera möjligheten att utnyttja ett avsiktligt elektriskt överslag i antennaperturer, för att på så sätt minska genomläckningen av energi vid bestrålning med HPM, har en större experimentuppställning för högnivåbestrålning byggts upp. Idén med elektriskt överslag som skyddsmetod lanserades i en FOA-rapport 1999 [1]. Idén har prövats av EMW i det s.k. DISA-projektet i vilket personal från HPM-projektet deltar. Grundläggande frågeställningar är vilket avstånd mellan urladdings-”spetsarna” som erfordras för överslag, vilket urladdningsvolym som erfordras för att sannolikt få överslag, givet att fältstyrkan är tillräcklig, och om sannolikheten för överslag kan öka och repeterbarheten förbättras om en jonisationskälla placeras vid gapet. Ett randvillkor är givetvis att slitsens antennegenskaper inte försämras alltför drastiskt av spetsgapets närvaro. För att få en breddad kompetensbas, särskilt vad beträffar den teoretiska förståelsen av elektriska överslag vid mikrovågsfrekvens, har ett samarbetsavtal slutits med Institutionen för Elektromagnetik vid Chalmers Tekniska Högskola. Som en del av detta samarbete kommer FOI under åren 2001 t.o.m. 2003 att bidra med cirka 100 000 kronor per år till institutionens verksamhet.

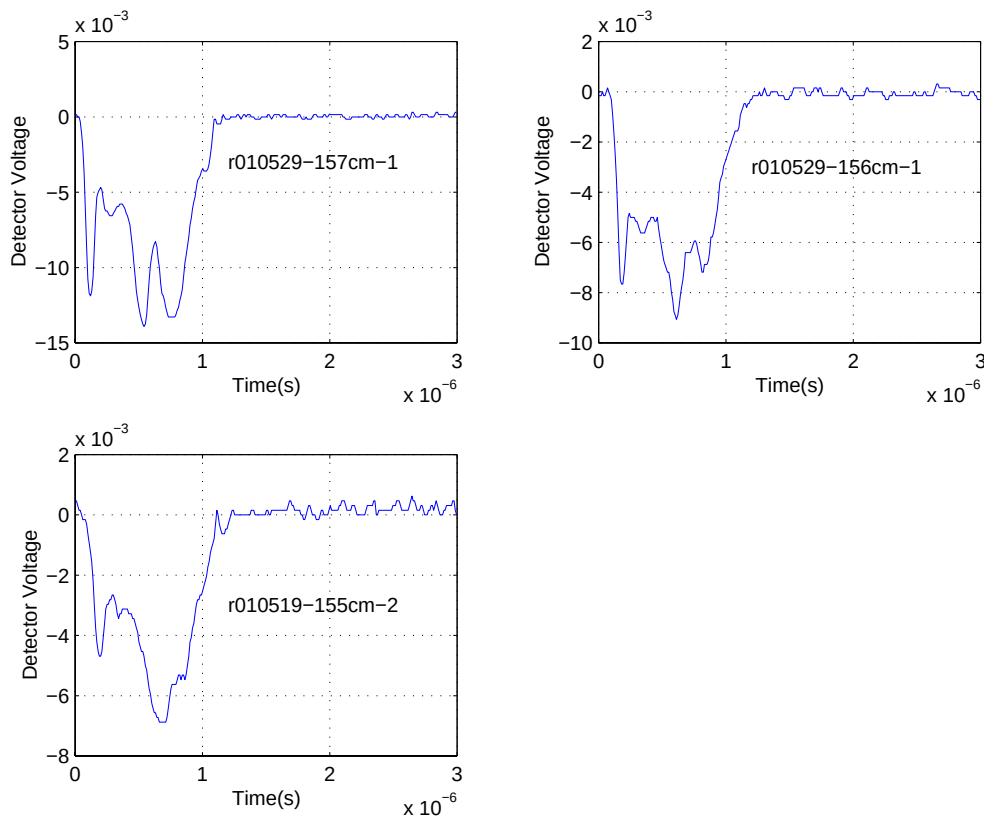
Experimentuppställningen består av en 700 kW S-bandsmagnetron (3.00 GHz) kopplad till en hornantenn. Hornantennen, Waveline typ 299, har antennvinsten 15 dB och lobbredd på cirka 30 grader, se bilaga 5.7. Provobjektet (slitsen) monteras på den s.k. kiosken, en cirka 1 m³ stor låda av aluminium. I lådan, bakom slitsen sitter en hornantenn ansluten, via dämpare, till en detektor HP 423A. Detektorns "maximum operating input (peak or average)" och "short-term maximum input (less than a minute)" är båda 100 mW (se datablad "Coaxial Detectors" från HP daterad 15 september 1984). Detektorns stigtid (10% till 90%) är cirka 1 ns (max 1.5 ns). Denna uppgift baseras på information i samma datablad om att detektorns diodimpedans är 1-15 k Ω (typvärde 3-7 k Ω) och att den s.k. "bypass capacitance" är 8-14 pF (typvärde 10 pF). Detektorsignalen utläses med ett oscilloskop varvid datalagring och – analys görs i en PC.



Figur 1. Mätuppställning med 700 kW magnetron till höger, sändarantenn till vänster och kiosken försedd med slitslucka på rälsen i 4284 mm läget.

I figur 1 visas en bild av labuppställningen. En utförlig beskrivning av kalibreringsförfarandet finns i bilaga 5.1.

Några resultat från de inledande försöken i maj 2001 visas i figur 2. Mätprogrammet för de inledande försöken finns i bilaga 5.3. Slitsens längd var 49.1 mm, dess bredd 1mm och avståndet mellan spetsarna 0.25 mm.



Figur 2. Registrerad detektorspänning för puls transmitterad genom slits.

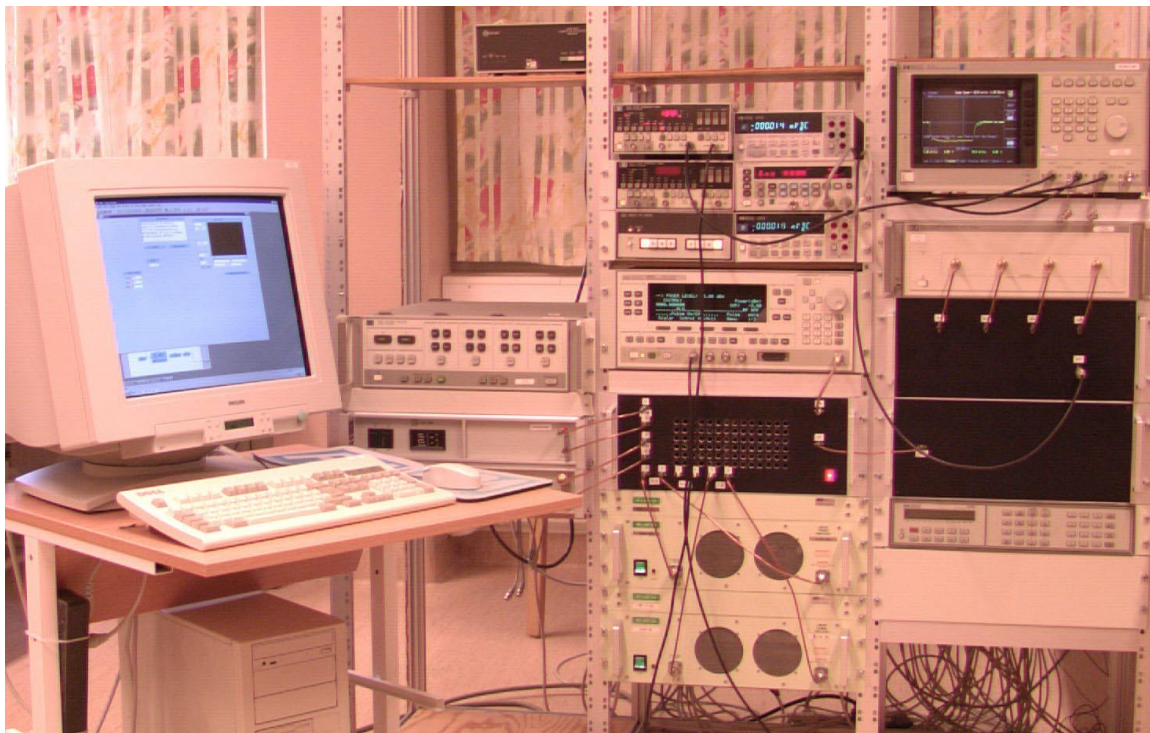
Slitsgeometrin generellt framgår av bilaga 5.5 (de andra slitslängderna som anges i bilaga 3 svarar mot MTF-anläggningens L- och S-bandsfrekvenser). Kurvornas utseende har viss strukturell likhet med vad som kan förväntas teoretiskt, se figur 2 i bilaga 5.6. Kurvorna kan tolkas som att ett inledande överslag sker, med efterföljande "återhämtning" av pulsen. En efterföljande kontroll visade emellertid att den mot slitsen infallande pulsen kan ha en snarlik struktur samt variera tydligt från gång till gång. Pulserna utseende i figur 2 ska alltså tolkas med stor försiktighet. På grund av denna osäkerhet förbättrades provuppställningen under hösten bl.a. på så sätt att infallande och den genom slitsen transmittade pulsen kan registreras simultant. Övriga förbättringar har bl.a. gällt installationen av en räls som tillåter en noggrann och repeterbar placering av kiosken.

Läget i skrivande stund (november -01) är att kiosken har varit upptagen med MTF-prov för DISA-projektet. Den är nu återställd i HPM-labbet varvid de systematiska slitsförsöken har återupptagits. Förutom spetsgap ska försök göras med bredare, och eventuellt kortare, urladdningsgap. Längre fram ska inverkan av joniserande strålning prövas samt inverkan av bakomliggande struktur på överslagsspänningen. Eva Lund på inst. för radiofysik på universitetssjukhuset i Linköping föreslog tidigare "en betastrålar Ni 63 som bör vara lätt att få tag i en Sm och en Gd isotop som är alfastrålar då får vi mycket tätare jonisation" (epost från Eva Lund 2000-11-01). Information om radioaktiva preparat som kan vara lämpliga för denna tillämpning finns på hemsidan www.cpii.com/bmd/rpfaq1.htm. Ett intressant alternativ, åtminstone ur hanterbarhetssynpunkt, kan vara att använda den sortens radioaktivt preparat

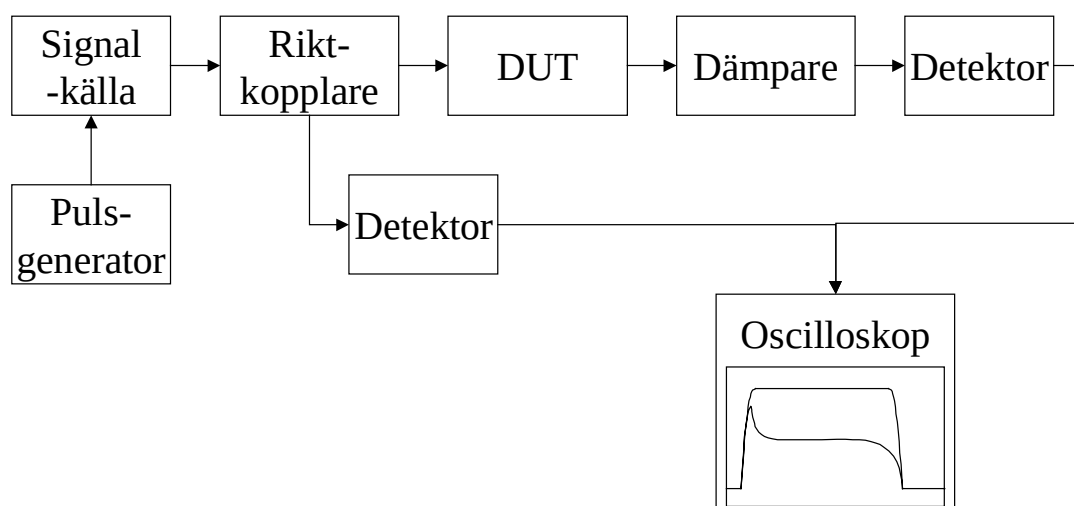
som finns i brandvarnare. Tanken att använda uv-strålning för att jonisera gapet har också diskuterats. En undersökning visade dock att kommersiella uv-lampor ej förmår jonisera luft och att den våglängd som krävs (naturligt nog) har mycket kort räckvidd i luft. Några olika sätt att bestämma dämpningen av genomläckt energi vid elektriskt överslag ges i bilaga 5.4.

3. Kretsnära skyddskomponenter

Kompetensuppbyggnaden har fortsatt i linje med vad som angavs i förra årets lägesrapport, samt med vad som meddelats under årets SAMHPM möten. En experimentuppställning för att mäta på skyddskomponenter har nyligen tagits i bruk, se figur 3 nedan. En principskiss på uppställningen ges i figur 4. Mätresultat för två olika typer av limitrar, sk. högnivå- och lågnivå- (se tabell 1) skydd, visas i figurerna 5a-d. Mätningarna är gjorda med en pulsad 6 GHz signal vid olika effektnivåer. Effektnivåerna i de nedanstående diagrammen kan antas ha en noggrannhet på ± 3 dBm p.g.a. av effektförstärkarens variation. Med ett förbättrat kalibreringsprogram ska detta kunna sänkas drastiskt. Förväntade responstider för skyddskomponenterna är 2-8 ns, vilket tycks stämma med mätresultaten. Särskilt för lågnivåskyddet, figurerna 5b-d, men också för högnivåskyddet, framgår att andelen genomläckt energi minskar med ökande påkänning. Resultaten kommer att analyseras mer i detalj framöver.



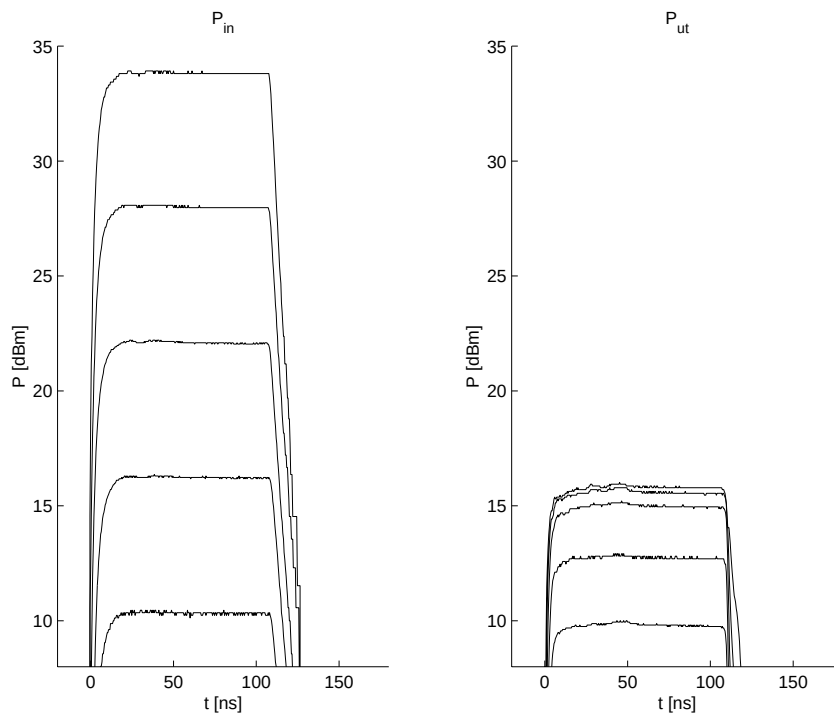
Figur 3. Experimentuppställning för undersökning av skyddskomponenter.



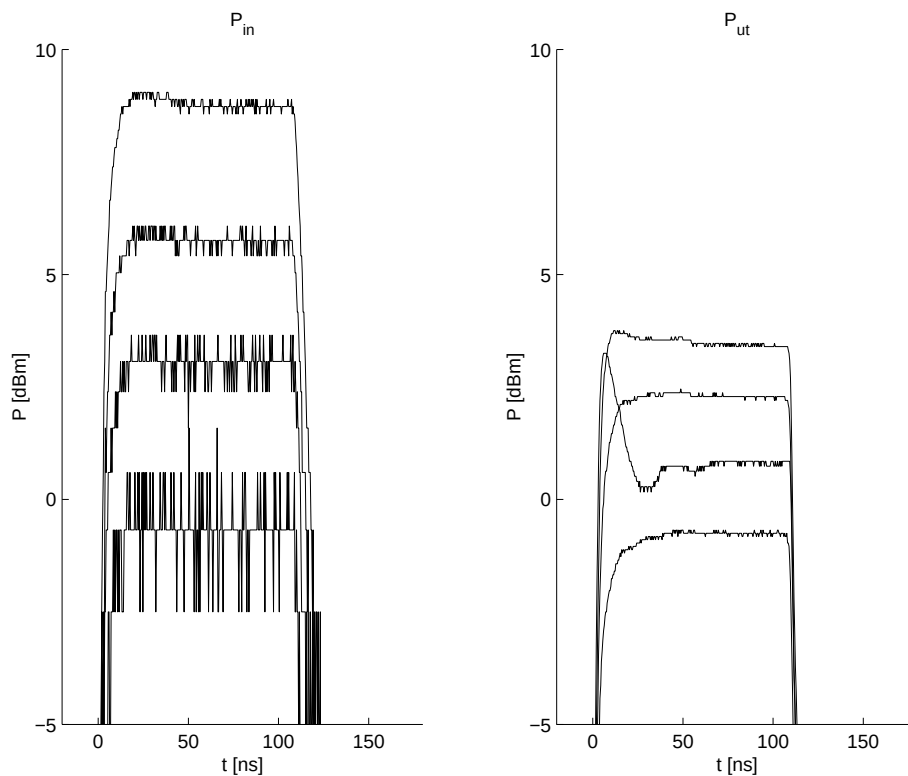
Figur 4. Principskiss på experimentuppställning

Typ	Modell	Frekvens	Topp effekt (max)	Kontinuerlig effekt (max)	Läckage (max)
Lågnivå	GG-77314-04	2.0 GHz till 8.0 GHz	40 dBm	30 dBm	13 dBm
Högnivå	GG-77311-05	2.0 GHz till 18.0 GHz	53 dBm	33 dBm	20 dBm

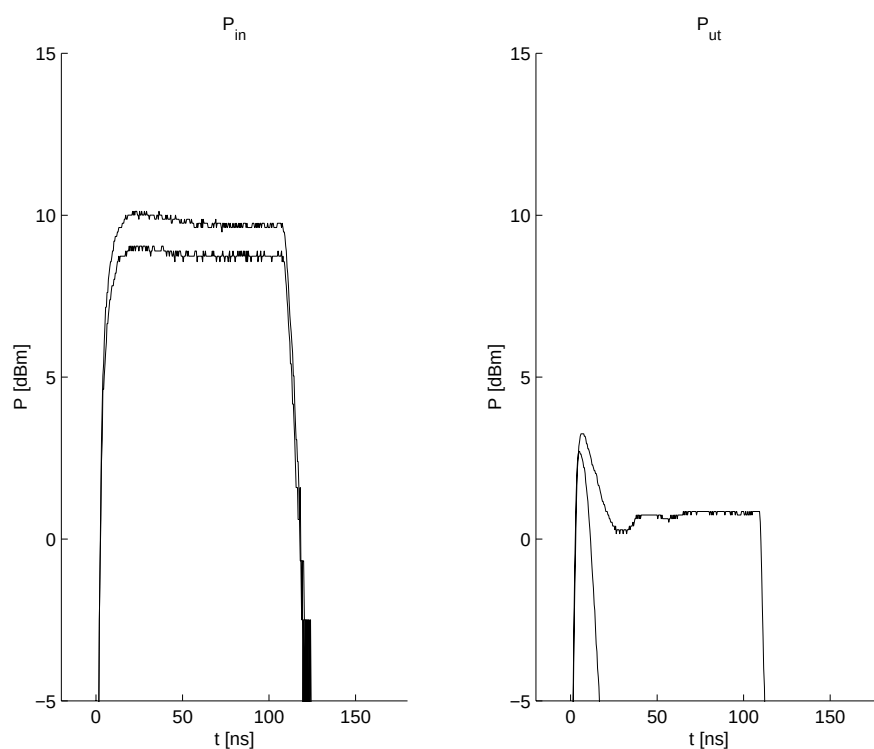
Tabell 1. Specifikation för skyddskretsarna.



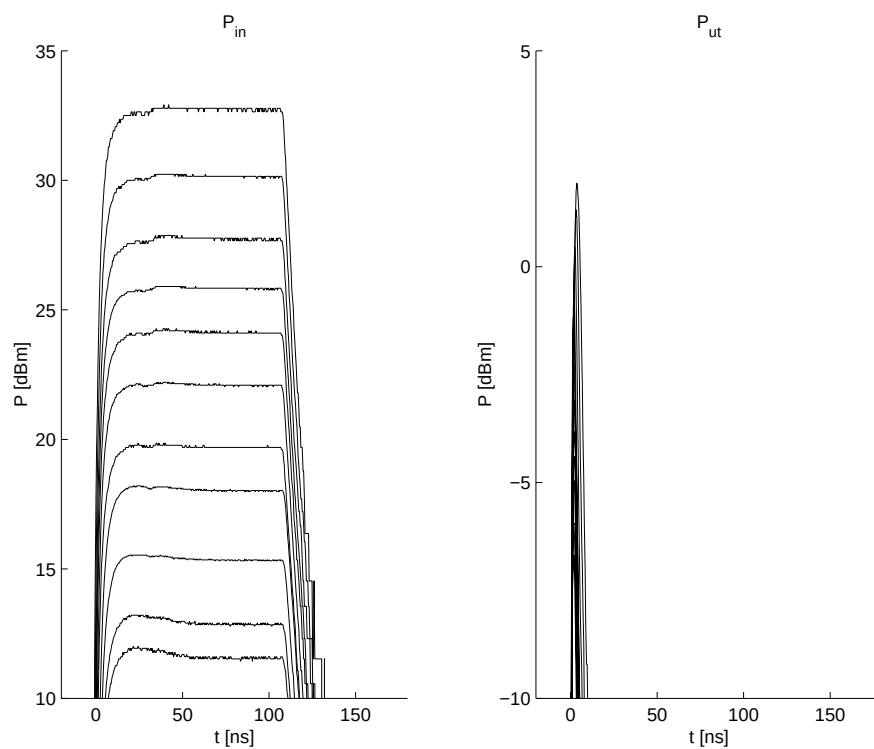
Figur 5a. Exempel på mätresultat för limiter modell GG-77311-05 (högnivåskydd).



Figur 5b. Mätresultat limiter modell GG-77314-04 (lågnivåskydd). Av högra figuren framgår att signalen passerar vid låga påkänningsnivåer. Den brusiga signalen beror på upplösningen i digitaloscilloskopet. Det kan avhjälpas med mätsignalförstärkare.



Figur 5c. Mätresultat limiter modell GG-77314-04 (lågnivåskydd). Vid ökad ineffekt (påkänning) blir den genomläckta pulsen kortare.



Figur 5d. Mätresultat limiter modell GG-77314-04 (lågnivåskydd). Vid ytterligare ökad ineffekt blir spiken ännu smalare.

Möjligheten att använda denna typ (eller andra typer) av limitrar i gruppantenn-konstruktioner ska utredas. En annan linje för den fortsatta verksamheten är att studera uppbyggnaden av dessa typer av skydd för att se om denna kan modifieras för att förbättra egenskaperna och för att anpassa dessa till de för oss relevanta tillämpningarna.

Experimentuppställningen ska också användas för att studera tåligheten hos de typer av kretsar som ska skyddas. Av intresse är bl.a. att studera i vilken mån den energi som erfordras för förstörelse följer den "klassiska" s.k. Wunch-Bell kurvan, som bygger på termisk förstörelse.

För att skapa ett forum för att diskutera denna typ av forskning har en arbetsgrupp benämnd *AgHPMSkyddskomponent* bildats. Ett första möte, arrangerat av FOI, har hållits i november med deltagare från svensk industri, FMV och FOI.

4. Referenser

- [1] K. Madsén och N. Wellander, "Antenna High Power Microwave Study", FOA-R—99-01126-612—SE, March 1999.
- [2] P. Andersson, "Lägesrapport. Skyddsmetoder för gruppantennar. Kompetensuppbyggnad", FOA Memo 00-5647/L, 20 december 2000.

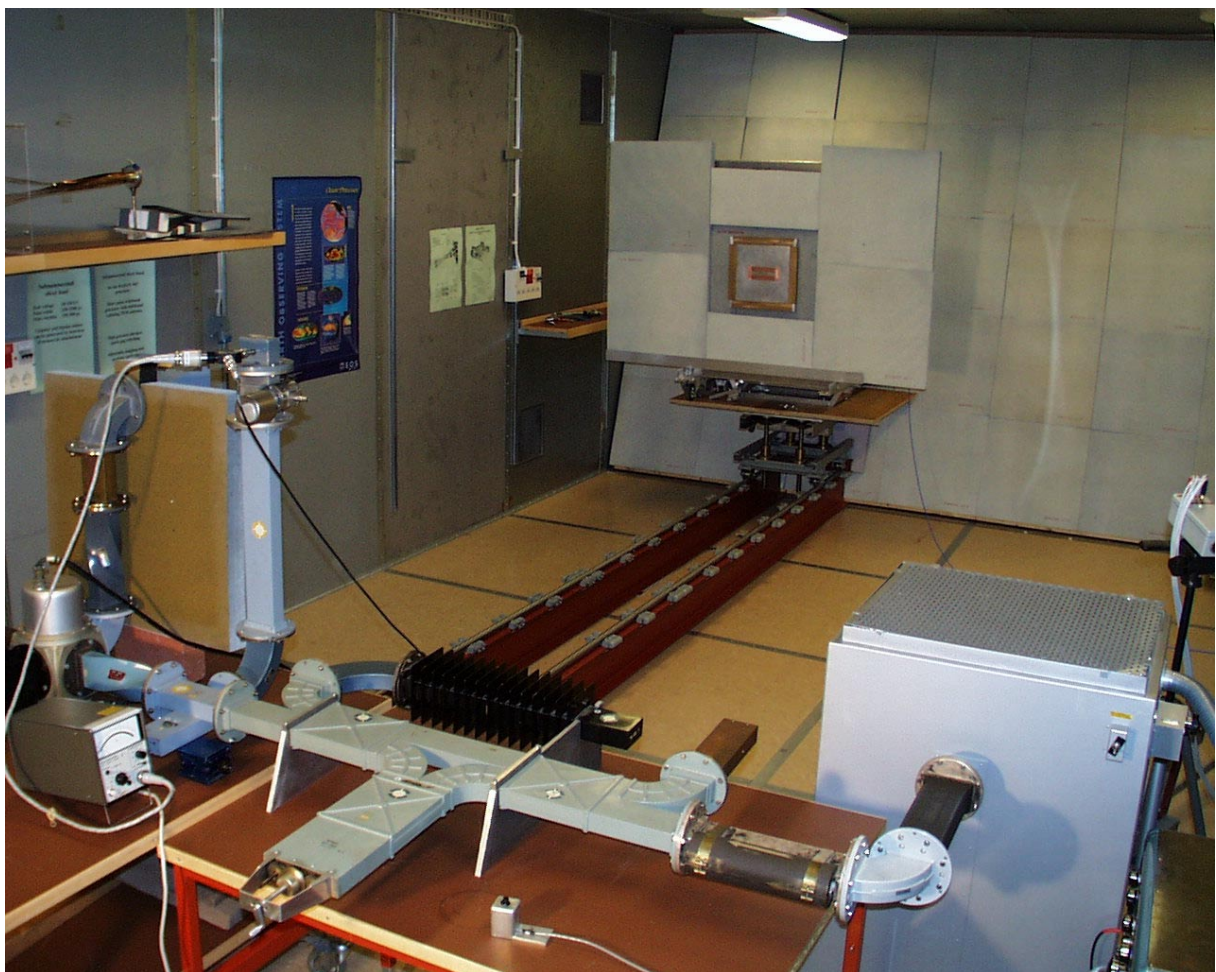
5. Bilagor

Bilaga 5.1. Kalibrering av fältstyrka för S-bandsmagnetronen, O. Lundén (2001-09-04).

Benämningarna "Metod 1" och "Metod 2" refererar till Bilaga 5.2.

Metod 1

För att minimera reflektionerna kläddes kioskens framsida med absorbenter. Kiosken låter sig lätt flyttas med god precision mellan 0000 mm till 4284 mm, mätt mellan sändarantennens öppning och luckan på kiosken, se figur 1.



Figur 1. Mätuppställning med 700 kW magnetronen till höger, sändarantennen till vänster och kiosken försedd med slitslucka på rälsen i 4284 mm läget.

Mätning enligt metod 1, se uppkoppling i figur 9, gjordes över hela S-bandet d.v.s. frekvensområdet 2.6 – 3.95 GHz i 201 punkter. Från dessa mätningar kan enkelt avståndsprofiler göras genom att gå över till tidsdomänen, se figur 2. På detta sätt kan en uppfattning fås om oönskade interfererande signaler.

Reflektionerna i frekvensdomänen kan betraktas i figur 3. Vi är ju i detta fall i första hand intresserade av att undersöka avståndsberoendet då kiosken flyttas. Detta innebär att vi förväntar oss att transmissionsförlusterna ökar relativt långsamt som funktion av avståndet. Detta innebär att vi kan göra så kallad "smoothing" på mätdata genom att ta medelvärde och standardavvikelsen av punkter som ligger i närheten av 3 GHz, vilken är den intressanta frekvensen. Medelvärdesbildningen i frekvensplanet är gjord över ± 15 punkter. Avståndsled är uppmätt i 103 punkter och i figur 4 kan transmissionsförlusterna som funktion av avstånd betraktas. Mätosäkerheten kan beräknas som $10 \cdot \log_{10}(\sqrt{\sum(1-2 \cdot \text{std.}/\text{medel})^2}/103)$ och blir ungefär ± 1.0 dB.

$$K = \frac{\lambda^2 \cdot G_{rec} \cdot G_{trans}}{16 \cdot \pi^2 \cdot r^2} \quad (1)$$

Mätdata, (som korrigerats för transmissionsförlusterna, se figur 12), jämfört med ekv.(1) skiljer sig ungefär 1.9 dB vid 1512 mm och 1.4 dB vid 4284 mm. Detta beror delvis på att ekv.(1) inte gäller i närfältet d.v.s. vid avstånd mindre än 1.5m, men också på att hänsyn i transmissionsmätningen ej tagits om exakt var matningspunkten är för respektive antenn. Avståndsmätningen är gjord, som nämnts ovan, mellan sändarantennens öppning och luckan på kiosken. En beräkning som Isabel gjorde gav fascentrum 70 mm från öppningen i E-planet och 90 mm i H-planet. Det tillkommer ytterligare 52 mm till öppningen på mottagarantennen, se figur 13. Om avståndet korrigeras i ekv.(1) med dessa 192 mm och 2-antenn metoden tillämpas ger detta att antennvinsten är 14.6 dBi, se figur 4 och figur 10.

$$E_{inc}^2 = K(r) \cdot P_{ut} \cdot Z_0 \cdot \frac{4 \cdot \pi}{\lambda^2} \cdot \frac{1}{G_{rec}} \quad (2)$$

Om den polynomanpassade kurvan, se figur 4, sätts in i ekv.(2) och korrigeras i avstånd för att få fältstyrkan vid slitsen fås 12.5 kV/m vid 2000 mm och 6.5 kV/m vid 4000 mm, se figur 11.

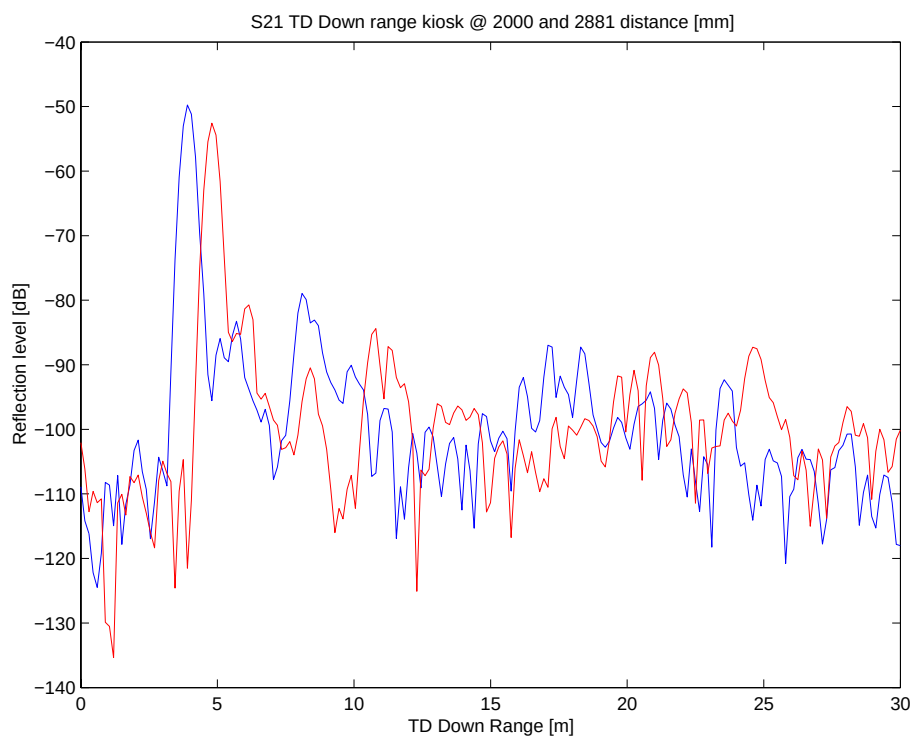
På effektmeter som används för att mäta uteffekten, se uppkoppling i figur 8, läser vi nivå -0.2 dBm. Arbetsfaktorn för magnetronen är 1:1000 d.v.s. 30 dB. Vi mäter alltså endast en tusendel av uteffekten. Effektmeter sitter på en dämpare med totalt 59.2 dB dämpning d.v.s. på andra sidan dämparen har vi toppeffekten $+89.0$ dBm eller 59 dBW. Antennen har 14.6 dBi antennvinst vilket då ger 73.6 dBW/ m^2 . Rymddämpningen vid 2 meter plus 70 mm från fascentrum till antennöppningen blir -17.3 dB och då har vi 56.3 dBW/ m^2 som är det samma som 427 kW/ m^2 . Detta omräknat till fältstyrka blir 12.7 kV/m.

Metod 2

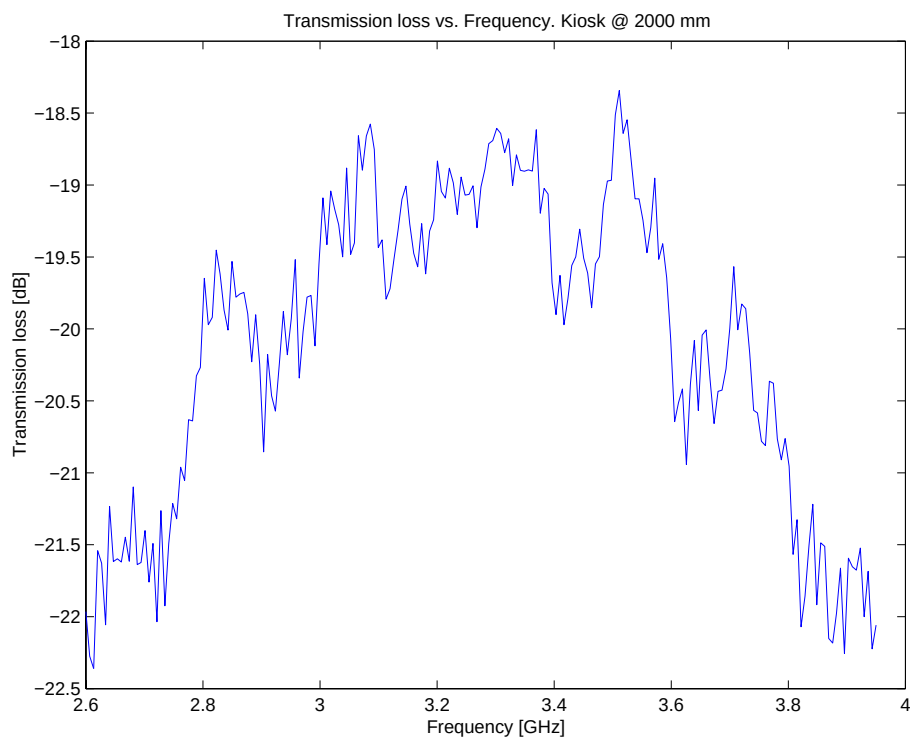
$$E_{inc}^2 = A \cdot P_{det} \cdot Z_0 \cdot \frac{4 \cdot \pi}{\lambda^2} \cdot \frac{1}{G_{rec}} \quad (3)$$

Från detektorn i kiosken mäter vi, baserat på medelvärdet över tio mätningar, vid 2 m avstånd maximalt +16.2 dBm. Detta betyder, om vi räknar baklänges, att innan 50 dB dämpningen i kiosken har vi 66.2 dBm och effektiva arean vid 3 GHz är -31 dB vilket tillsammans med antennvinsten 14.6 dB ger att effekten bör vara +80.8 dBm/ m² korrigerat för avståndet till slitsen 81.1 dBm/m² eller +52.1 dBW/ m² d.v.s. 162 kW/ m², se figur 6. Detta omräknat till fältstyrka blir 7.9 kV/m, se figur 7.

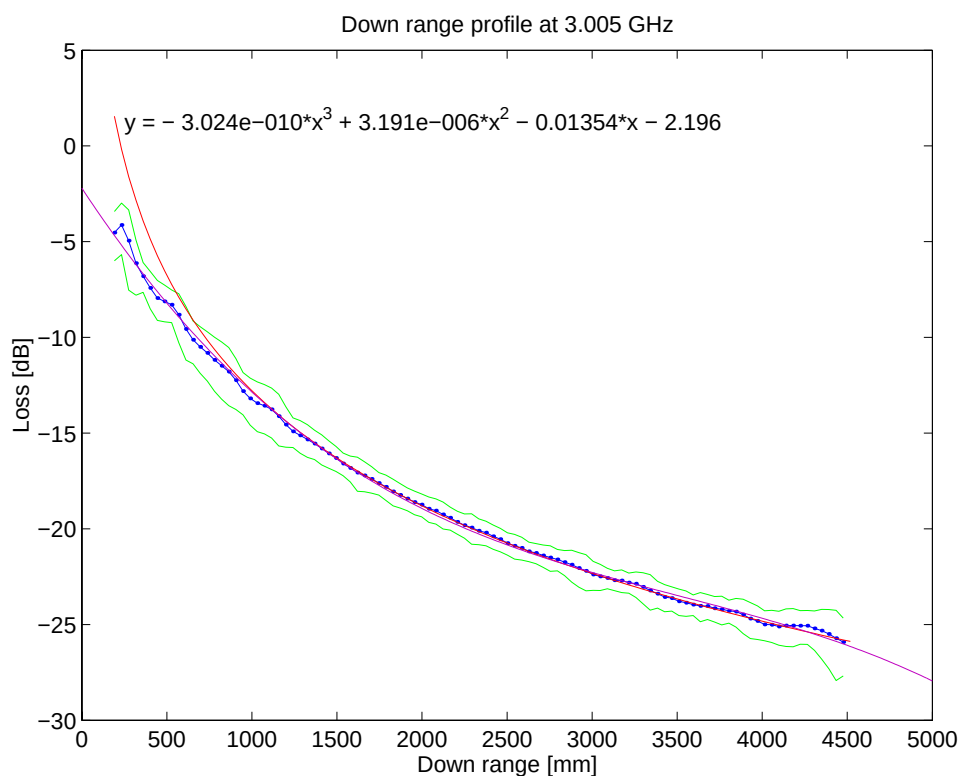
Vi får alltså en skillnad på 4.1 dB mellan fallet baserat på ekv. (2) och ekv.(3). Detta beror på att magnetronen ger lägre uteffekt när den körs med engångspuls än med 1 kHz PRF, se figur 17. Lars-David kommer att undersöka detta.



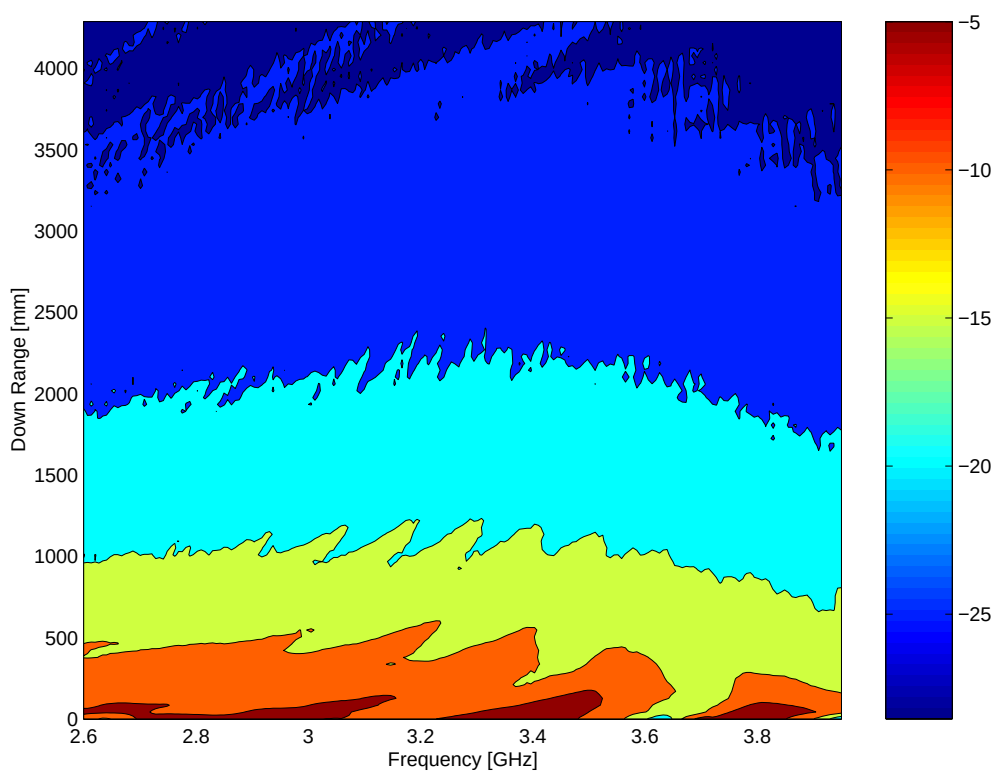
Figur 2. Avståndprofil. Kiosken i 2000 läget, blå kurva, och kiosken i 2881 läget, röd kurva.



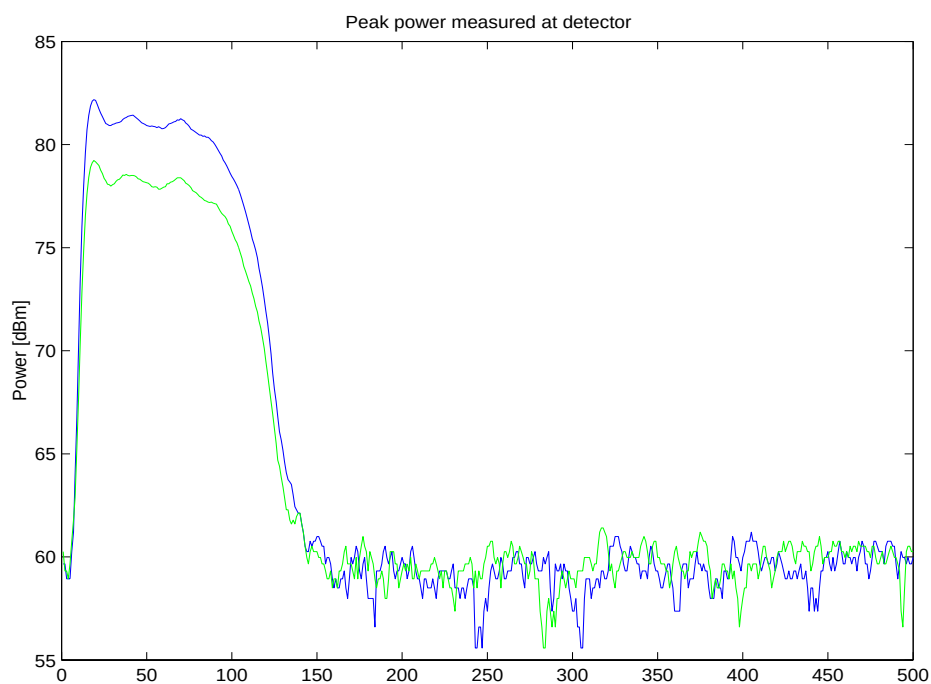
Figur 3. Frekvensprofil. Kiosken i 2000 läget



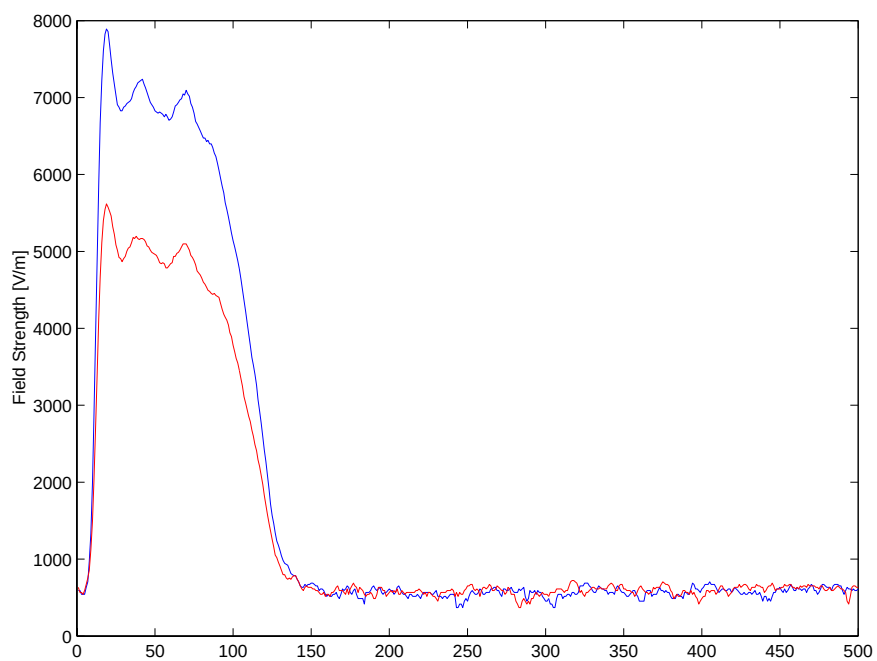
Figur 4. Transmissionsförluster vs. avstånd, blå kurva. De gröna kurvorna visa $\pm 2 \cdot \text{Sigma}$ intervallet. Den röda kurvan är beräknad enligt (1). Den ljusblå kurvan är en 3:e grads polynom Anpassning till uppmätta data. Funktionen anges i figuren.



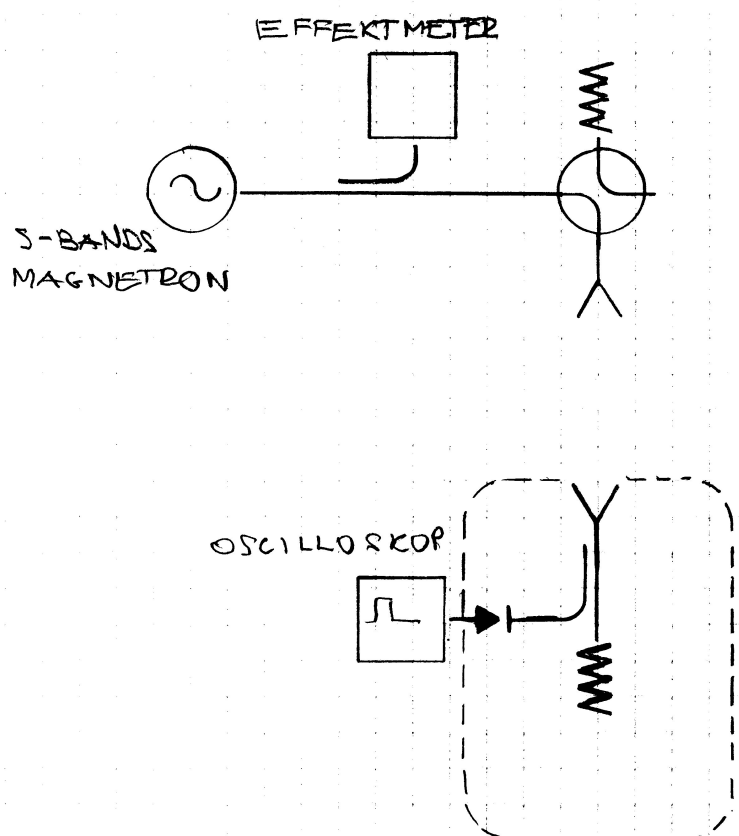
Figur 5. Konturavbildning av mätdata.



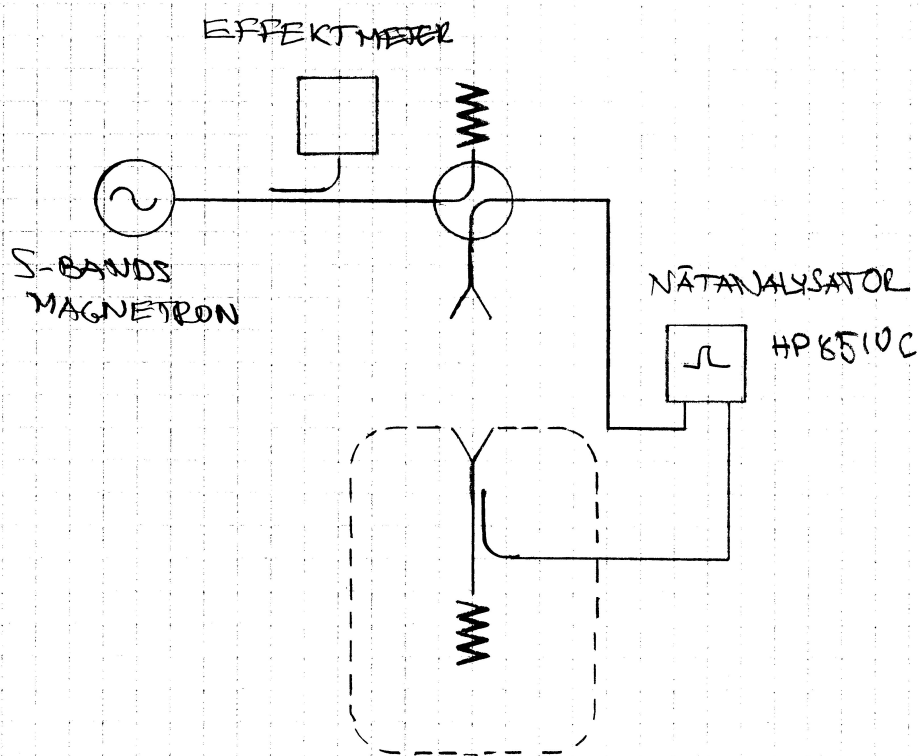
Figur 6. Effekttäthet vid 2000 mm (övre) och 2881 mm avstånd mellan sändarantenn och kiosk. Pulslängd $1\mu\text{s}$.



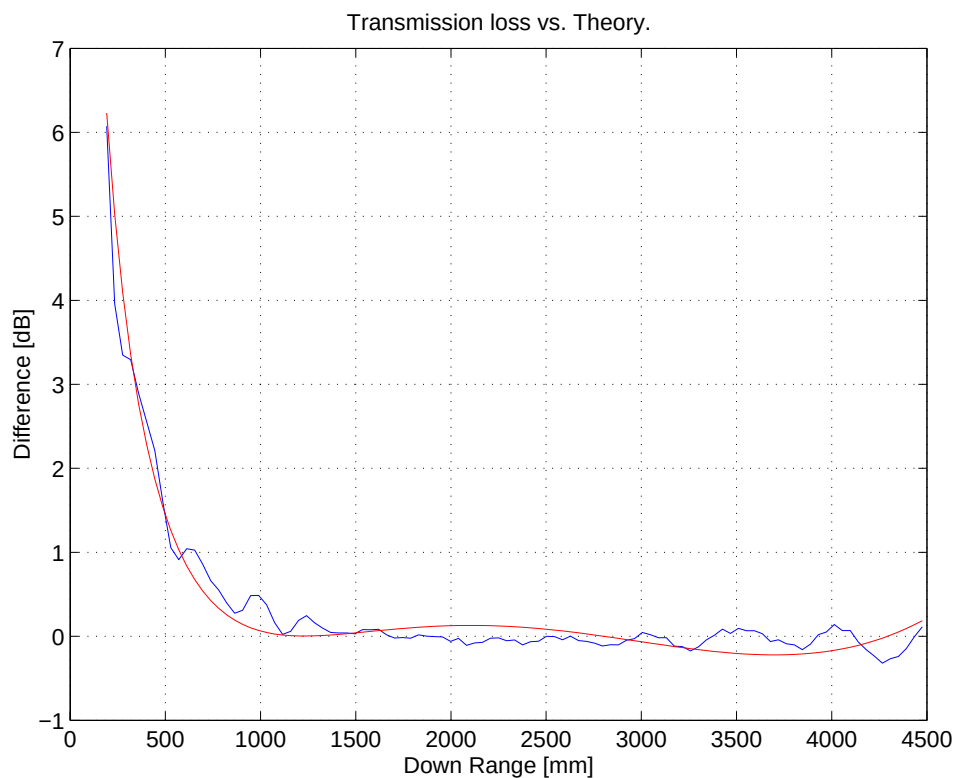
Figur 7. Fältstyrka vid 2000 mm (övre) och 2881 mm avstånd mellan sändarantenn och kiosk. Pulslängd $1\mu\text{s}$.



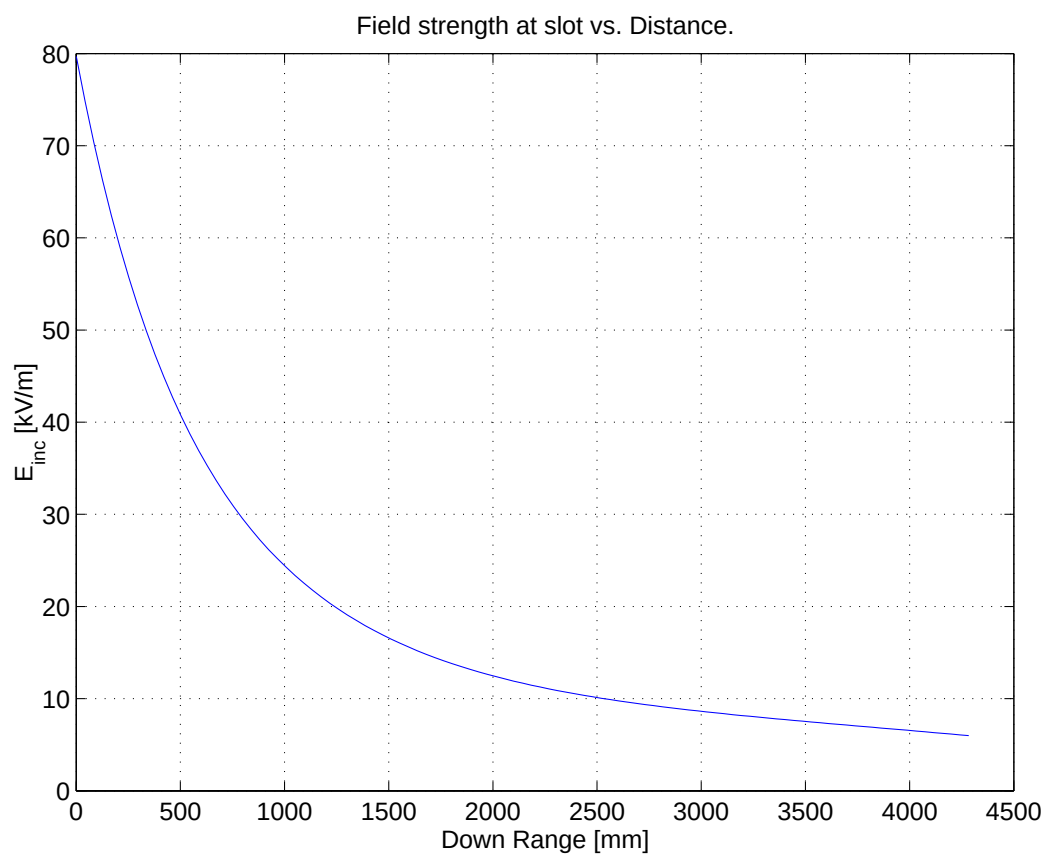
Figur 8. Uppkoppling vid mätning med detektor och oscilloskop. Kiosken streckad.



Figur 9. Uppkoppling vid mätning med ANA. Kiosken streckad.



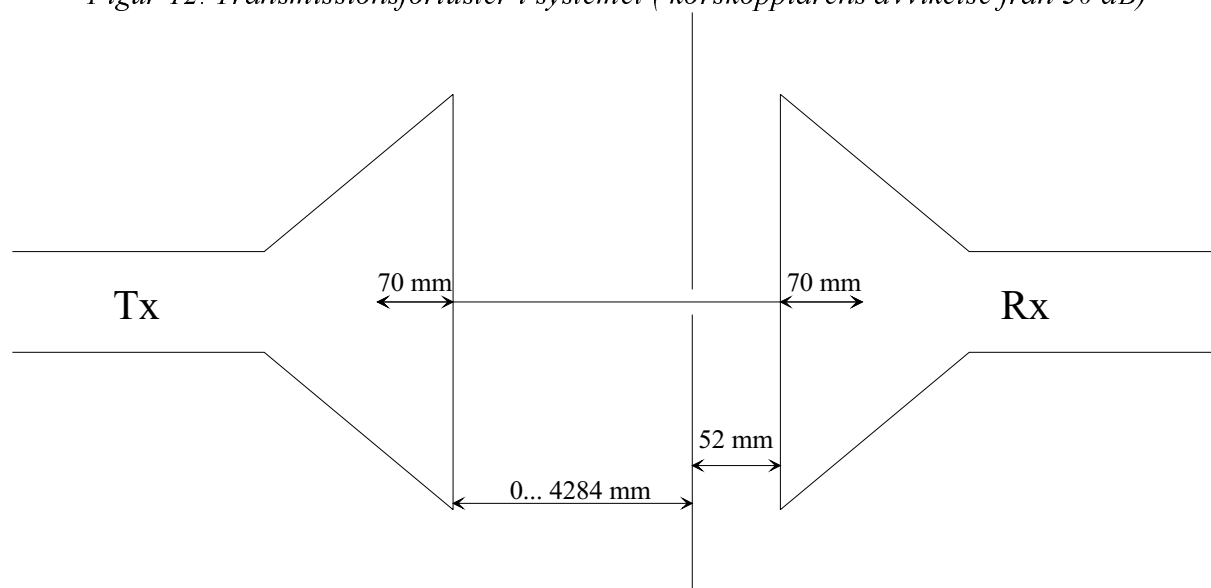
Figur 10. Skillnad mellan teori och mätning med ANA. Blå kurva mätning.
Röd kurva anpassad kurva till mätdata.



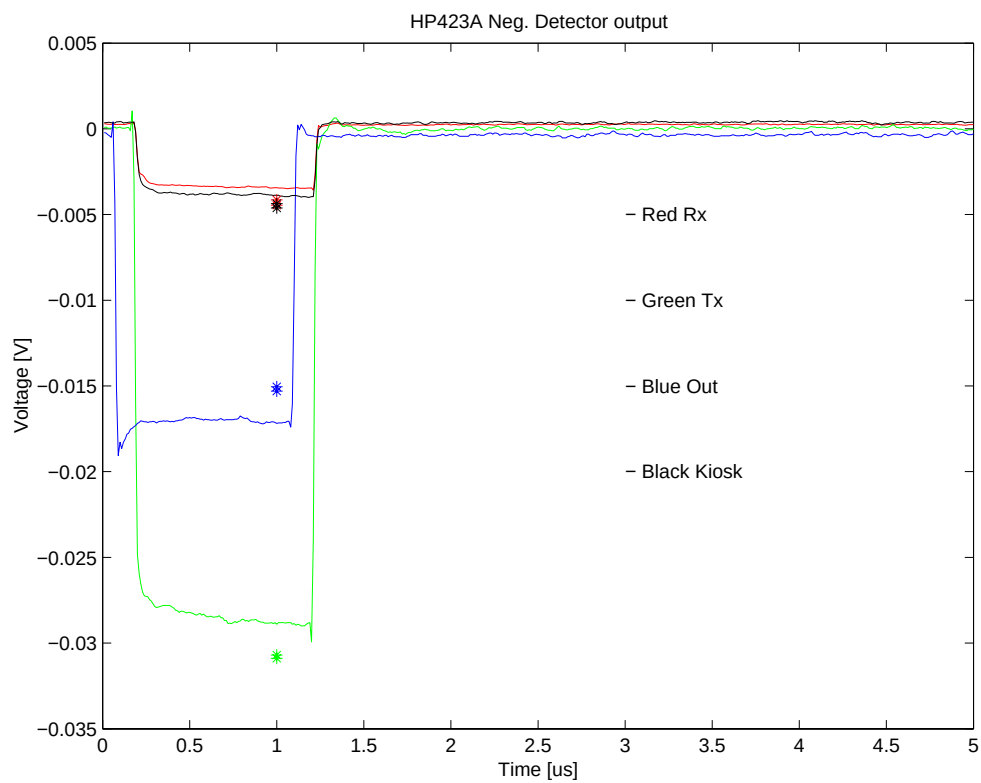
Figur 11. Fältstyrka vid slitsen vid olika avstånd



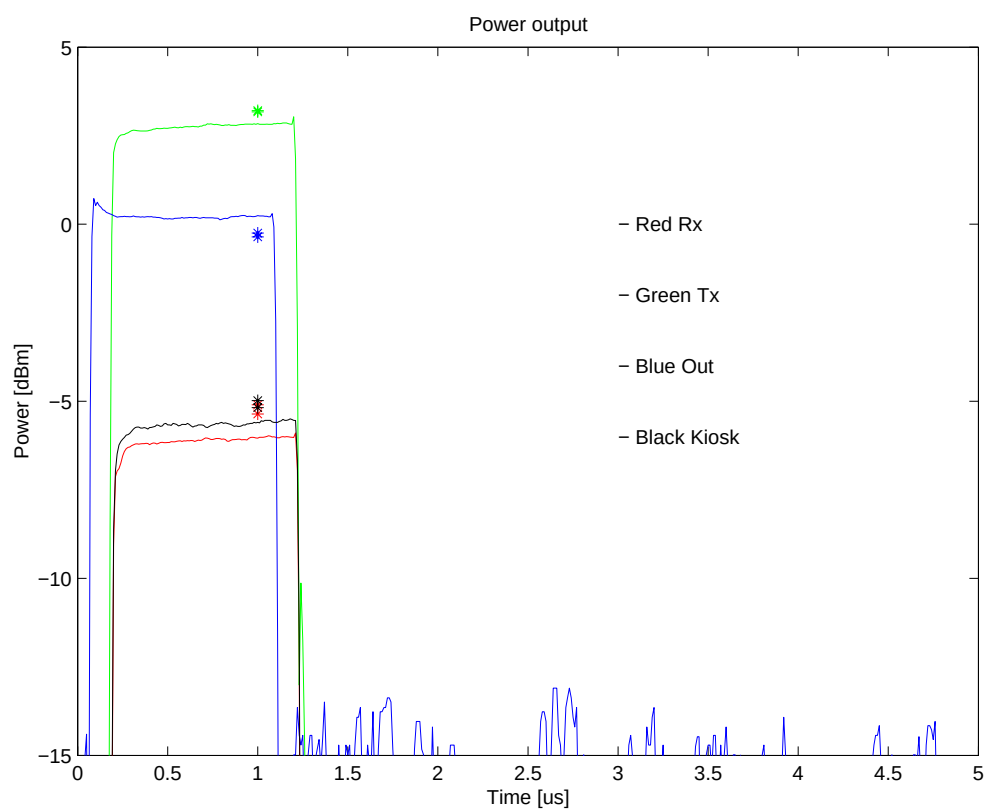
Figur 12. Transmissionsförluster i systemet (korskopplarens avvikelse från 30 dB)



Figur 13.



Figur14



Figur 15 . Effekt. Det_konv på figur 14

Diverse mätningar redovisade i figur 14 och figur 15:

(1). Blå. Direkt på syntesgeneratorn

CW.

Detektor HP423A direkt på syntesgeneratorn HP8360A 3 GHz och 0 dBm.

Mätt med oscilloskopet HP54111D: -15.3 mV (det_konv - 0.248 dBm).

Mätt med voltmeter HP34401A: -15.05 mV (det_konv - 0.3571 dBm).

Pulstid = 1us och PRF = 1 kHz.

Blå: Detektor HP423A direkt på syntesgeneratorn HP8360A 3 GHz och 0 dBm. Mätt med oscilloskopet HP54111D. Medelvärde över 10 mätningar.

(2). Grön. Direkt i stället för Tx-antennen med 40 dB dämpning

CW.

Effektmeter HP 435A på Tx utgången +40 dB dämpare. CW = 22 W

Detektor HP423A på Tx utgången +40 dB dämpare.

Mätt med oscilloskopet HP54111D: -30.70 mV (det_konv 3.17 dBm).

Mätt med voltmeter HP34401A: -30.89 mV (det_konv 3.21 dBm).

Pulstid = 1us och PRF = 1 kHz.

Grön: Detektor HP423A på Tx + 40 dämpare. Mätt med oscilloskopet HP54111D. Medelvärde över 10 mätningar.

(3). Röd. Mätt på korskopplaren med Rx-antennen fristående på frigolitstöd

CW:

Detektorn HP423A på 30 dB korskopplaren. 2.052 m avstånd mellan Waveline antennernas öppningar.

Mätt med oscilloskopet HP54111D: -4.15 mV (det_konv - 5.36 dBm).

Mätt med voltmeter HP34401A: -4.46 mV (det_konv - 5.10 dBm).

Pulstid = 1us och PRF = 1 kHz.

Röd: Mätt med oscilloskopet HP54111D. Medelvärde över 10 mätningar.

(4). Svart. Mätt på korskopplaren med Rx-antennen i Kiosken

CW:

Detektorn HP423A på 30 dB korskopplaren. 2.052 m avstånd mellan Waveline antennernas öppningar.

Mätt med oscilloskopet HP54111D: -4.36 mV (det_konv - 5.19 dBm).

Mätt med voltmeter HP34401A: -4.62 mV (det_konv - 4.98 dBm).

Pulstid = 1 μ s och PRF = 1 kHz.

Svart: Mätt med oscilloskopet HP54111D. Medelvärde över 10 mätningar.

Det bör vara 49.6 dB dämpning d.v.s $A = G_{tx} + Sp_{loss} + G_{rx} + ae + kors$ mellan Tx och Rx med 14.6 dBi och avståndet 2192 mm (inklusive 30 dB korskopplaren på mottagarsidan).

där:

$G_{tx} = G_{rx} = 14.6$ dBi

$sp_{loss} = -17.81$ dB

$ae = -30.99$ dB

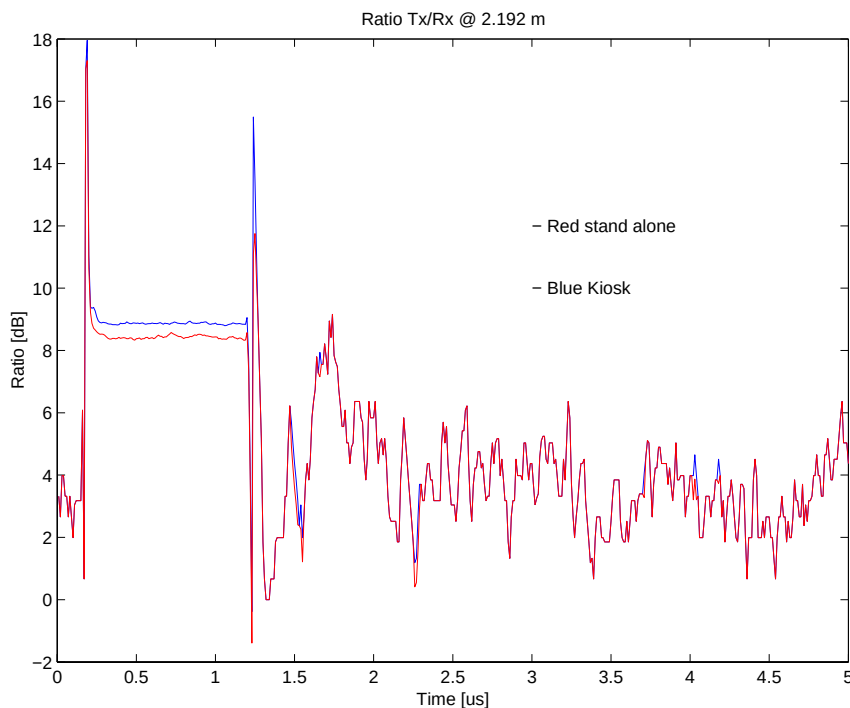
$kors = -30$ dB

Vid Tx = 22W uteffekt vilket är 43.42 dBm

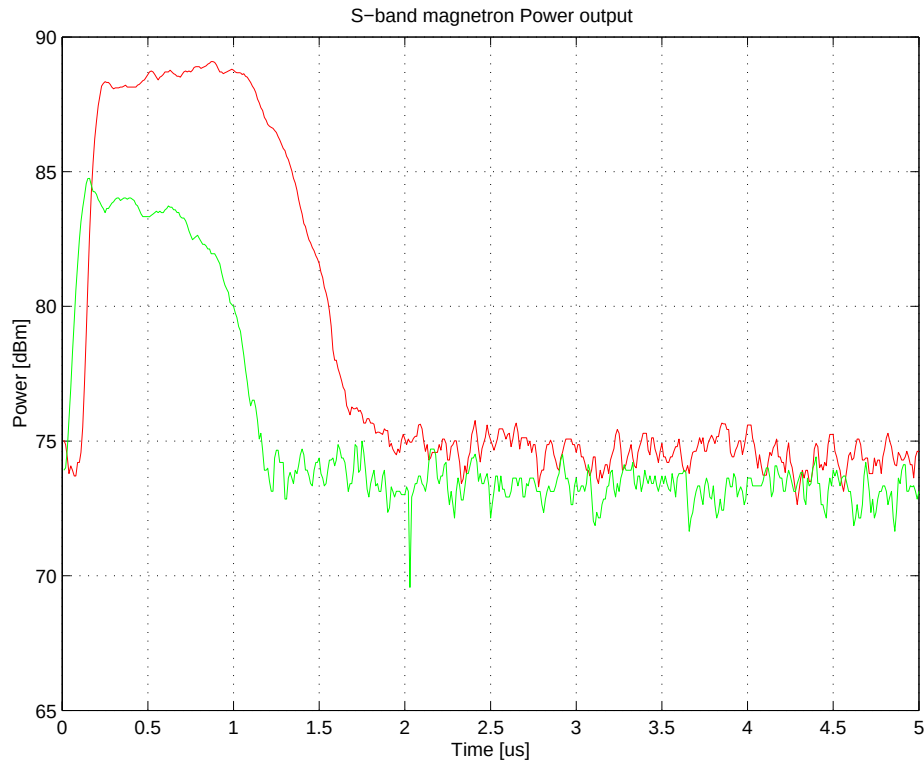
får vi vid CW mätning med HP54111D $3.21(2) + 40 - 5.36(3) = 48.57$ dB

får vi vid CW mätning med HP54111D $3.21(2) + 40 - 5.19(4) = 48.40$ dB

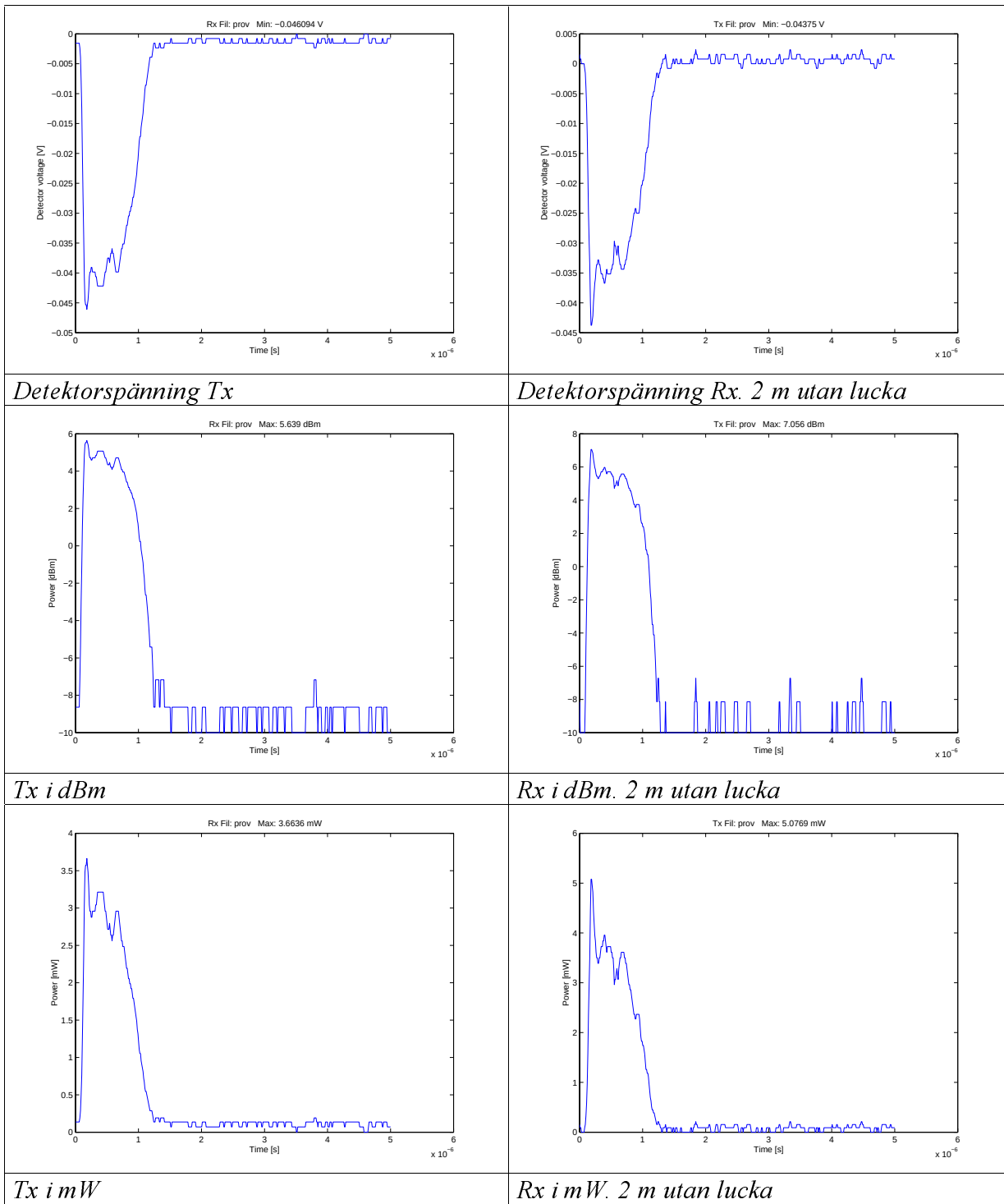
Vid pulsad mätning får vi resultatet som redovisas i figur 16. Här skall 40 dB läggas till för dämpningen vid Tx mätningen. D.v.s totalt ca 48.9 dB då Rx-antennen är fristående och 48.4 dB då antennen är placerad i kiosken.



Figur 16.



Figur 17. Om uteffekten mäts med effektmeteren HP435A på S-magnetronen så fås ungefär +88.4 dBm då denna går med 1 kHz PRF. Samtidigt mäts med detektorn HP423A och får den röda kurvan i figuren. Om magnetronen körs i singelpuls fås den gröna kurvan alltså ca 5 dB mindre uteffekt.



Bilaga 5.2. Kalibrering av fältstyrka för S-bands magnetronen, M. Bäckström (2001-05-31).

Mats Bäckström FOI Sensorteknik

Fältkalib1.doc

31/5/01

Kalibrering av fältstyrka för S-bands magnetronen

För utvärdering av slitexperimenten måste den av magnetronen genererade elektriska fältstyrkan bestämmas. Detta kan göras på flera sätt, vilket beskrivs nedan. Metod 1 och metod 2 utförs snarast medan metod 3 kan utföras vid senare tillfälle. Förhoppningsvis kommer metoderna 1 och 2 (och även metod 3) att bekräfta varandra.

Metod 1 (Olofs idé): använd en nätanalysator. Excitera sändarantennen och mät mottagen signal med mottagarantennen. Låt mottagarantennen vara monterad i kiosken. Detta är förmodligen den mest relevanta bestämningen av det exciterande fältet vid slitsen, E_{inc} , eftersom detta påverkas av kioskens struktur. Gör detta mellan 1 meter och maximalt avstånd (cirka 3 meter), med ett steg lika med 0.1 meter. Ur uppmätt S_{21} bestäms (plottas) kalibreringsfaktorn, $K(r)$, definierad av $K(r) = P_{rec}/P_{trans}$, som funktion av avståndet. Det antas här att P_{rec} och P_{trans} är de sanna värdena, dvs. att man kompenserat för eventuella missanpassningar. Denna plott jämförs med teoretiskt beräknade uttryck. I fjärrfält, dvs. för avstånd större än cirka 1.5 meter, gäller teoretiskt:

$$K = \frac{\lambda^2 \cdot G_{rec} \cdot G_{trans}}{16 \cdot \pi \cdot r^2} \quad (1)$$

där G_{rec} är mottagarhornets antennvinst ("gain") och G_{trans} sändarhornets antennvinst.

Förmodligen kommer uppmätt $K(r)$ att uppvisa oscillationer p.g.a. reflektioner. Dessa ska med hjälp av absorbenter på kiosk och vid sändarhorn mm elimineras så långt som möjligt. Dokumentera noga hur absorbenterna applicerats, t.ex. genom fotografering. Detta är viktigt eftersom samma åtgärder ska användas vid fortsatta slitsmätningar. Till sist mätes den slutliga kalibreringsfaktorn $K(r)$.

Den uppmätta kalibreringsfaktorn $K(r)$ används sedan för att bestämma den elektriska fältstyrkan i fjärrfältet, E_{inc} , ur:

$$E_{inc}^2 = K(r) \cdot P_{ut} \cdot Z_0 \cdot \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \frac{1}{G_{rec}} \quad (2)$$

där P_{ut} är uteffekten från magnetronen och $Z_0 \approx 120\pi$ är frirymdsimpedansen. Här antages att vi har polarisationsanpassning.

Metod 2: Bestäm E_{inc} genom att mäta detektorspänningen för den valda uteffekten, P_{ut} . Gör detta för samma avstånd, 1 till cirka 3 meter i steg om 0.1 meter, som ovan. I detta fall fås:

$$E_{inc}^2 = A \cdot P_{det} \cdot Z_0 \cdot \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \frac{1}{G_{rec}} \quad (3)$$

där A är dämpningen (t.ex. $A=1000$ för 30 dB dämpning) och P_{det} den av detektorn absorberade effekten. Denna ges av detektorspänningen U med hjälp av kalibreringskurvan

för detektorn enligt $P_{\text{det}} = a + b \cdot U + c \cdot U^2 + d \cdot U^3$ (se bifogat appendix från Olofs kalibrering av kiosk-detektor och detektorn på sändarsidan).

Den mot slitsen infallande fältstyrkan E_{inc} ska bestämmas med både ekv. (2) och ekv. (3). Om resultatet överensstämmer anses fältstyrkan vara riktigt bestämd.

Metod 3 (vid senare tillfälle): I detta fall ska E_{inc} bestämmas, om det är möjligt, med D-dot proben. För detta behöver spänningen från D-doten kunna mätas. Detta fordrar ett snabbt oscilloskop (det ryska skopet är enda möjligheten?). Relationen mellan E_{inc} och probens spänning, V_{Ddot} , ges av:

$$V_{\text{Ddot}} = R \cdot A_{\text{eq}} \cdot \epsilon_0 \cdot \omega \cdot E_{\text{inc}} \quad (4)$$

där $\omega = 2\pi \cdot f$. Värdena på R och A_{eq} har vi fått från fabrikanten (se t.ex. Kents Radan-rapport). Observera att E_{inc} i metoderna 1 och 2 ovan är effektivmedelvärde medan det i metod 3 enklast fås, ur oscillogrammet, som toppvärde.



Fördelning:

Isabel
Jörgen
Olle
Mats

C:\Biffen\m\detektor.m
den 31 maj 2001

Page 1
16:56:35

```
% kalibrering av detektorer
% p = effekt i dBm inställt på syntesgeneratorn HP8360 (GG:s)
% dr = uppmätt spänning på detektor i mV (Detektorn i kiosken)
% dt = uppmätt spänning på detektor i mV (Detektorn i på sända✓
rsidan)

p=[-10:5:15];
dr=[-1.1 -4.5 -16 -41.7 -84.6 -143.7];
dt=[-.9 -3.7 -12.2 -31.2 -67.8 -133.3];
figure(1)
plot (-dt,p,'*b')
hold on
plot (-dt,p,'b')
plot (-dr,p,'*r')
plot (-dr,p,'r')
ylabel('Power [dBm]')
xlabel('Detector [mV]')

ldt=log10(-dr);

k=polyfit(ldt,p,3)
figure(1)
for m=1:250
    b=log10(m);
    a(m)=k(1)*b^3+k(2)*b^2+k(3)*b+k(4);
end
plot ((a),'g')
hold off
```

c:\biffen\m\det_konv.m
den 31 maj 2001.

Page 1
16:56:53

```
function [dbm]=det_konv(mv)
mv=-mv*1000;
b=log10(mv);

dbm=1.9991*b^3-3.3836*b^2+9.7447*b-10.4128;% dr
%dbm=0.6653*b^3+0.4538*b^2+7.6404*b-9.6437;% dt
```

Bilaga 5.3. Mätprogram för inledande försök, M. Bäckström (2001-05-23).

Provföremålet är en slits i jordplan med urladdningsgap, för S-bandet, 2.9997 GHz. Slitsen är inledningsvis en enkel luftslits, dvs. utan bakomliggande glidyta (detta renodlar experimentet och underlättar analysen). Slitsen har bredden 1mm och ett spetsgap med spetsavståndet 0.25 mm. Längden, L, på slitsen bestäms av att slitsens omkrets = våglängden. Detta ger slitslängden $L = 49.1$ mm

Då erhålles resonans vilket ger högt fält i slitsen. En uppskattning av spänningen över gnistgapet kan fås enligt följande:

$$V \approx h_{\text{eff},\text{slits}} \cdot E_{\text{inc}} \approx 2.5 \cdot \frac{\lambda}{\pi} \cdot E_{\text{inc}} = 0.080 \cdot E_{\text{inc}}$$

där E_{inc} = infallande fältstyrka, $\lambda = 0.1$ m (3 GHz). För $E_{\text{inc}} = 7$ kV/m fås $V = 560$ V. Gapet är 0.25 mm, då fås för fältstyrkan i gapet = 2.2 MV/m. Denna enkla uppskattning visar att man kan förväntas erhålla överslag redan omkring $E_{\text{inc}} = 7$ kV/m. Överslag i luft sker ju runt 2 MV/m. Angående uppskattningen gäller att $h_{\text{eff},\text{dipol}} = \lambda/\pi$ för halv vågsdipol, vidare gäller att $h_{\text{eff},\text{slits}} = (Z_0/2R_{\text{dipol}}) \cdot h_{\text{eff},\text{dipol}}$. Räkningen bygger på teorin för slitsantenn, se t.ex. Kraus "Antennas", kap. 13-6.

Inledande försök (maj-juni 2001):

Bestråla vid olika fältstyrkor genom att ändra avståndet mellan slits och sändarantenn. Använd följande ungefärliga avstånd:

1.5, 1.6, 1.7, 1.8, 1.9 och 2.0 meter

Om överslag fås även vid 2.0 meter görs experiment även på större avstånd. Vi behöver nämligen referensmätningar där vi inte erhållit överslag. Detta för att kunna beräkna slitsens transmissionskoefficient vid överslag, se nedan.

Vid varje avstånd görs minst 20 försök. Registrera detektorspänningen för alla dessa, även om överslag inte uppstår. Detta är viktigt för att kunna bedöma den statistiska variationen i överslagen.

Ur kurvorna med uppmätt detektorspänning beräknas den till E_{inc}^2 normerade energi-integralen, I, enligt:

$$I = \frac{\int U \cdot dt}{E_{inc}^2} \quad (1)$$

där U, detektorspänningen, är proportionell mot den genomträngda effekten. För de N stycken fall överslag ej inträffat beräknas I_{ref} enligt:

$$I_{ref} = \frac{I_1 + I_2 + \dots + I_N}{N} \quad (2)$$

Därefter får transmissionskoefficienten, τ_{bd} , som:

$$\tau_{bd} = \frac{I}{I_{ref}} \quad (3)$$

där I är integralen för det betraktade överslaget. τ_{bd} beräknas för alla överslag.

Tills vidare uppskattas E_{inc}^2 med hjälp av följande uttryck:

$$S = \frac{E_{inc}^2}{Z_0} = \frac{P \cdot G}{4\pi \cdot r^2} \quad (4)$$

där $Z_0 \approx 120 \cdot \rho$ är fria rymdens vågimpedans, P den till sändareantennen levererade pulstoppeffekten från magnetronen, G är sändarantennens antennvinst ("gain") och r är avståndet mellan sändarantenn och slits. Senare kan en noggrannare bestämning av E_{inc}^2 göras med hjälp av uttryck för hornantennar (vi befinner oss nära närfältsgränsen, denna är cirka 1.5 meter, därför är ekv.(4) approximativ).

Övrigt:

- Vi bör senare prova med andra gapavstånd, t.ex. 0.5 mm och 0.1 mm.
- Vi bör prova med radioaktiva preparat vid gapet.
- Vi bör prova med glidyta i slitsen.
- Vi bör också prova med pulståg för att se i vilken grad spetsen eroderas.

- Leif Jansson, Ericsson Saab Avionics, hade vid de tidigare experimenten en del kommentar om mätlådan, gemenligen kallad "kiosken". Han anser att man ska lasta ner den invändigt med några absorbenter. Detta skulle, enligt Leif, minska svängningarna i den uppmätta kurvan. Detta låter vettigt tycker jag. Han tycker också att man ska sätta absorbenter på utsidan av kioskens framsida. Vi håller detta i minnet om liknande fenomen skulle uppträda igen.

Bilaga 5.4. Beräkning av slitsdämpning p.g.a. elektriskt överslag, M. Bäckström (2001-09-18).

Isabel, Olle

VIDA18 Mats Bäckström

Beräkning av slitsdämpning p.g.a. elektriskt överslag.

Vi kan använda två metoder (tror jag):

✓ Definiera $\langle \sigma_{a,puls} \rangle = \frac{\int P_{received} dt}{S_{inc} \cdot T} \quad (1)$

- där T är pulslängden, S_{inc} effektthätheten för den yttre infallande strålningen och
- $P_{received}$ är effekten som absorberas av antennen i kretsen. $\langle \rangle$ avser tidmedelvärde över pulsens längd. Som vi sa igår antar vi här vidare att $P_{received} \approx P_{transmitted}$.

Dämpningen får vi $D = \frac{\langle \sigma_{a,puls} \rangle}{\sigma_{a,cw}} \quad (2)$

- där $\sigma_{a,cw}$ mätts vid låg nivå i ekofri hall.

2) Som vi gjorde i DISA:

Dämpningen = $\frac{I_{bd}}{I_{ref}} \quad (3)$ där

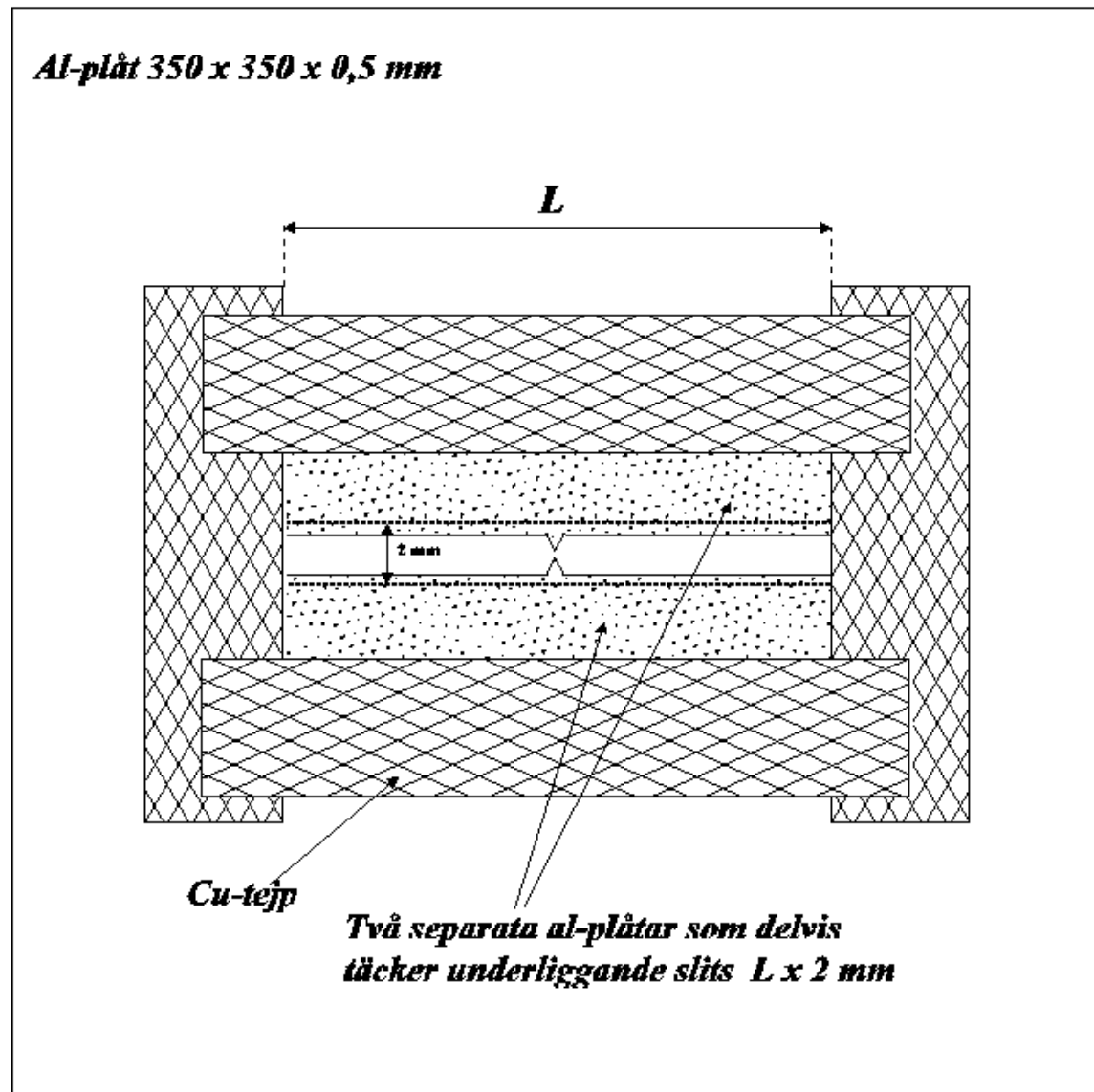
$I_{bd} = \frac{S_{udt}}{(E_{inc,bd})^2} \quad (4)$ $bd = \text{breakdown, dvs}$

I_{bd} beräknas då vi har överslag $U = \text{detekteringsspänn.}$

$I_{ref} = \frac{S_{udt}}{(E_{inc,ref})^2} \quad (5)$ beräknas ur ett antal fall då överslag inte sker (I_{ref} är ett medelvärde av några sådana fall).

Bilaga 5.5. Slitsgeometri, J. Lorén (2001-11-08).

*Jörgen Lorén
FOI
Sida 34
2001-11-08*



$$L = 49 \quad 51,5 \quad 114,5 \text{ mm}$$

Bilaga 5.6. An approximate model for residual pulses during pulsed microwave breakdown, U. Jordan, Chalmers Tekniska Högskola (2001-04-20).

An approximate model for residual pulses during pulsed microwave breakdown

April 20, 2001

Abstract

1 Introduction

During pulsed microwave breakdown at atmospheric pressure small transmitted residual pulses have been observed during the falling edge of the incident pulse through the structure.

2 Model

We model the incident microwave pulse as having a trapezoidal envelope shape, cf Fig. 1, with rising flank τ_r , flat part length τ_p , falling flank length τ_f , and peak amplitude $E_{\max}$:

$$E(t) = \begin{cases} \frac{t}{\tau_r} E_{\max}, & 0 < t < \tau_r \\ E_{\max}, & \tau_r < t < \tau_r + \tau_p \\ \frac{\tau_r + \tau_p + \tau_f - t}{\tau_f} E_{\max}, & \tau_r + \tau_p < t < \tau_r + \tau_p + \tau_f \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (1)$$

The plasma evolution is described by the continuity equation for the electron density:

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \nu_{\text{net}} n + S \quad (2)$$

where the net ionisation frequency, ν_{net} , for attachment dominated regime is

$$\nu_{\text{net}} = \nu_h \left[\left(\frac{E}{E_{\text{bd}}} \right)^{2\beta} - 1 \right] \quad (3)$$

where the characteristic frequency is $\nu_h = 6 \cdot 10^4 p$, p is the pressure in Torr, $\beta \approx 2.67$ for air and E_{bd} is the CW breakdown threshold of the considered structure, and S is an independent source of free electrons.

The dynamical breakdown condition is, cf []:

$$\ln \frac{n(t)}{n_0} = \ln \frac{n_c}{n_0} = H \quad (4)$$

where n_c is the critical electron density and H is a constant (e. g. 20).

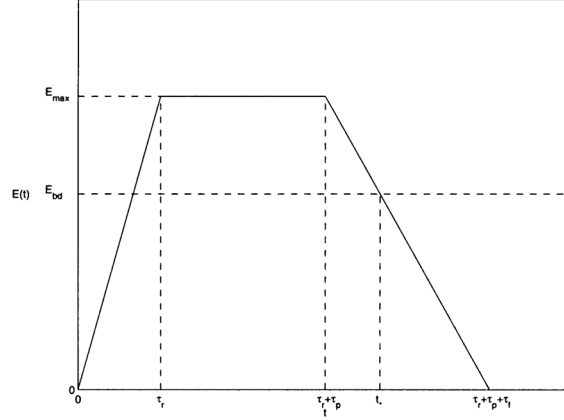


Figure 1: Incident microwave pulse with peak amplitude $E_{\max}$, rising flank time τ_r , plateau time τ_p , and falling flank time τ_f .

2.1 Evolution of electron density

The stationary solution of (2) in the absence of microwave field is

$$n = n_0 \equiv \frac{S}{\nu_h} \quad (5)$$

Although (2) is exactly soluble, for our purpose it suffices to consider the stationary solution above and the exponentially growing approximate solutions given by

$$n = n_0 \exp(G(t)) \quad (6)$$

where $G(t)$ is defined as

$$G(t) = \int_0^t \nu_{\text{net}}(t') dt' \quad (7)$$

provided the electron density has not reached the non-linear (saturated) stage, where we assume $G(t) = \text{const.}$

$G(t)$ in the linear stage is thus given by (Eqs. (1), (3), and (7)):

$$G(t) = \begin{cases} \nu_h \tau_r \left[\frac{1}{2\beta+1} \left(\frac{E_{\max}}{E_{bd}} \right)^{2\beta} \left(\frac{t}{\tau_r} \right)^{2\beta+1} - \frac{t}{\tau_r} \right] & 0 < t < \tau_r \\ \nu_h \tau_r \left[\frac{1}{2\beta+1} \left(\frac{E_{\max}}{E_{bd}} \right)^{2\beta} - 1 \right] + \nu_h (t - \tau_r) \left[\left(\frac{E_{\max}}{E_{bd}} \right)^{2\beta} - 1 \right] & \tau_r < t < \tau_r + \tau_p \\ \nu_h \tau_r \left[\frac{1}{2\beta+1} \left(\frac{E_{\max}}{E_{bd}} \right)^{2\beta} - 1 \right] + \nu_h \tau_p \left[\left(\frac{E_{\max}}{E_{bd}} \right)^{2\beta} - 1 \right] + \\ + \nu_h \tau_r \left\{ \frac{1}{2\beta+1} \left(\frac{E_{\max}}{E_{bd}} \right)^{2\beta} \left[1 - \left(\frac{\tau_r + \tau_p \tau_f - t}{\tau_f} \right)^{2\beta+1} \right] - \frac{t - (\tau_r + \tau_p)}{\tau_f} \right\} & \tau_r + \tau_p < t < \tau_r + \tau_p + \tau_f \end{cases} \quad (8)$$

2.1.1 Breakdown

For strong enough pulses (4) will be fulfilled at some time t_{bd} during the pulse:

$$G(t_{bd}) = H \quad (9)$$

Although this is a single equation, due to the structure of (8) we can separate three cases

1. $E_{\max} > E_r$: breakdown on rising flank of incident pulse. t_{bd} is given by

$$\frac{1}{2\beta+1} \left(\frac{E_{\max}}{E_{bd}} \right)^{2\beta} \left(\frac{t_{bd}}{\tau_r} \right)^{2\beta+1} - \frac{t_{bd}}{\tau_r} = \frac{H}{\nu_h \tau_r} \quad (10)$$

and the lower limit E_r is given by

$$\frac{E_r}{E_{bd}} = \left[(2\beta+1) \left(\frac{H}{\nu_h \tau_r} + 1 \right) \right]^{1/2\beta} \quad (11)$$

2. $E_p < E_{\max} < E_r$: breakdown during flat part of pulse. t_{bd} is given by

$$t_{bd} = \tau_r + \frac{H - \nu_h \tau_r \left[\frac{1}{2\beta+1} \left(\frac{E_{\max}}{E_{bd}} \right)^{2\beta} - 1 \right]}{\nu_h \left[\left(\frac{E_{\max}}{E_{bd}} \right)^{2\beta} - 1 \right]} \quad (12)$$

and the lower limit E_p is given by

$$\frac{E_p}{E_{bd}} = \left(\frac{H + \nu_h \tau_r + \nu_h \tau_p}{\frac{\nu_h \tau_r}{2\beta+1} + \nu_h \tau_p} \right)^{1/2\beta} \quad (13)$$

3. $E_f < E_{\max} < E_p$: breakdown on falling flank. The breakdown must occur before ν_{net} falls below zero at time t_* given by

$$t_* = \tau_r + \tau_p + \tau_f \left(1 - \frac{E_{bd}}{E_{\max}} \right) \quad (14)$$

t_{bd} is obtained from

$$\tau_r + \tau_p < t_{bd} < t_* \quad (15)$$

$$-\frac{1}{2\beta+1} \left(\frac{E_{\max}}{E_{bd}} \right)^{2\beta} (1 - \xi_{bd})^{2\beta+1} - \xi_{bd} = \quad (16)$$

$$\frac{H}{\nu_h \tau_f} - \frac{\tau_r}{\tau_f} \left[\frac{1}{2\beta+1} \left(\frac{E_{\max}}{E_{bd}} \right)^{2\beta} - 1 \right] - \frac{\tau_p}{\tau_f} \left[\left(\frac{E_{\max}}{E_{bd}} \right)^{2\beta} - 1 \right] - \frac{1}{2\beta+1} \left(\frac{E_{\max}}{E_{bd}} \right)^{2\beta} \quad (17)$$

$$\xi_{bd} = \frac{t_{bd} - (\tau_r + \tau_p)}{\tau_f} \in (0, 1) \quad (18)$$

the smallest field strength, E_f , to obtain breakdown in this scenario is ($\xi_{bd} = 1 - \frac{E_{bd}}{E_{\max}}$):

$$\left[\frac{\nu_h \tau_r}{2\beta+1} + \nu_h \tau_p + \frac{\nu_h \tau_f}{2\beta+1} \right] \left(\frac{E_f}{E_{bd}} \right)^{2\beta} + \frac{2\beta}{2\beta+1} \nu_h \tau_f \left(\frac{E_f}{E_{bd}} \right)^{-1} = H + \nu_h (\tau_r + \tau_p + \tau_f) \quad (19)$$

2.1.2 Saturated phase

As a simplified model we assume that $G(t)$ remains at the high level H after it has been reached, as long as the net ionisation frequency is positive (corresponding to $E(t) > E_{bd}$, i. e. to t_* as defined above.

2.1.3 Relaxation phase

After t_* , $\nu_{\text{net}} < 0$ and the plasma decays according to (2) with approximate solution

$$n(t) = \begin{cases} n_0 \exp(G(t)), & \text{for } G(t) > 0 \\ n_0, & \text{for larger times} \end{cases} \quad (20)$$

For $t > t_*$, $G(t)$ can be expressed as

$$G(t) = H + \int_{t_*}^t \nu_{\text{net}}(t') dt' \quad (21)$$

Using (1) and (3) we obtain

$$G(t) = \begin{cases} H - \nu_h \tau_f \left\{ \frac{t-t_*}{\tau_f} + \frac{1}{2\beta+1} \left(\frac{E_{\text{max}}}{E_{\text{bd}}} \right)^{2\beta} \left[\left(\frac{\tau_r + \tau_p + \tau_f - t}{\tau_f} \right)^{2\beta+1} - \left(\frac{E_{\text{bd}}}{E_{\text{max}}} \right)^{2\beta+1} \right] \right\}, & t_* < t < \tau_r + \tau_p + \tau_f \\ H - \nu_h \tau_f \frac{2\beta}{2\beta+1} \frac{E_{\text{bd}}}{E_{\text{max}}} - \nu_h [t - (\tau_r + \tau_p + \tau_f)], & t > \tau_r + \tau_p + \tau_f \end{cases} \quad (22)$$

2.2 Transmitted field

We assume the structure to be characterised by a linear transmission coefficient T , and that the transmitted field falls to a low level $E_{\text{leak}} \ll TE_{\text{max}}$ whenever the electron density is large enough to fulfill $\ln \frac{n}{n_0} \geq L$, where $L \lesssim H$ is a constant. Here we assume $L = H - 1$.

This model predicts the transmitted field to fall to a low level slightly before t_{bd} , but since t_{bd} is not very well determined in the model due to the approximations of the electron density on the rising flank when $G(t) < 0$, we use t_{bd} as the approximate moment in time for establishing the low transmitted level E_{leak} in case of breakdown.

At the falling flank transmission remains at E_{leak} until

$$G(t_t) = L, \quad (23)$$

when linear transmission resumes. If $t_t < \tau_r + \tau_p + \tau_f$ a residual transmitted pulse appears. The length of the residual pulse, Δt , is given by

$$\Delta t = \tau_r + \tau_p + \tau_f - t_t \quad (24)$$

Eqs. (22), (23), and (24) give

$$\frac{1}{2\beta+1} \left(\frac{E_{\text{max}}}{E_{\text{bd}}} \right)^{2\beta} \left(\frac{\Delta t}{\tau_f} \right)^{2\beta+1} - \frac{\Delta t}{\tau_f} = \frac{1}{\nu_h \tau_f} - \frac{2\beta}{2\beta+1} \frac{E_{\text{bd}}}{E_{\text{max}}} \quad (25)$$

A typical scenario is illustrated in Fig. 2, where breakdown occurs at t_{bd} and a residual pulse of length Δt appears.

The limiting parameters for the occurrence of residual pulses are obtained by considering $\Delta t = 0$:

$$\nu_h \tau_f = \frac{2\beta+1}{2\beta} \frac{E_{\text{max}}}{E_{\text{bd}}} \quad (26)$$

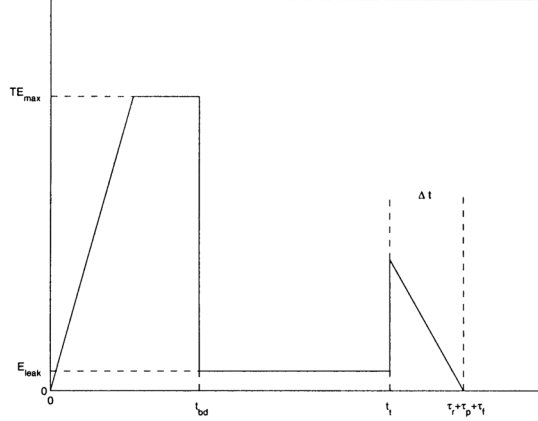


Figure 2: Typical transmitted microwave pulse when breakdown occurs. Breakdown at t_{bd} , linear transmission resumed at t_l , leaving a residual pulse of length Δt .

3 Results and conclusions

are The free parameters of the pulse shape, τ_f and $E_{\max}$, determine the appearance of residual pulses in given structure. Eq. (26) is the limit of zero-length pulses, finite length pulses are obtained for

$$\nu_h \tau_f > \frac{2\beta + 1}{2\beta} \frac{E_{\max}}{E_{bd}} \quad (27)$$

This can be accomplished by increasing τ_f or decreasing $E_{\max}$. Note that changing $E_{\max}$ also changes the coefficient in front of $(\Delta t / \tau_f)^{2\beta+1}$ in (25). Analytic solution of (25) is not possible, but numerical solutions are given in Fig. 3, where $\Delta t / \tau_f$ is plotted against $\nu_h \tau_f$ for different values of $E_{\max} / E_{bd}$ at $\beta = 2.67$ and $p = 760$ Torr. Note that if $E_{\max}$ is lowered, t_{bd} increases and eventually the two transmitted pulses join and the pulse is transmitted entirely linearly.

This crude approximate model brings out the main features of the phenomenon, but does not address the determination of the CW-breakdown threshold E_{bd} , the linear transmission coefficient T (or equivalently the transmission cross section), nor the leak field strength E_{leak} . For most realistic structures this is probably best done using numerical methods or experiments. In a full numerical simulation more accurate results ought to be obtainable, since it does not involve the simplifying assumptions about the behaviour of transmission and dynamics near and during the discharge state.

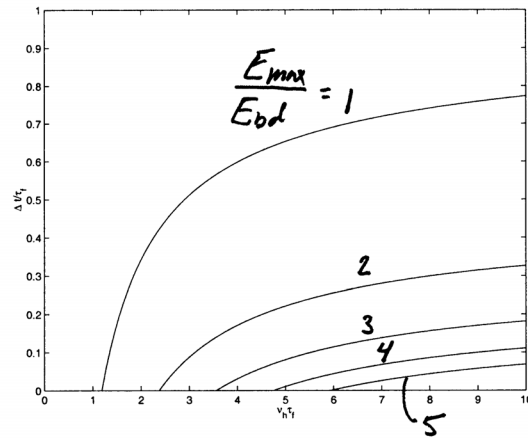


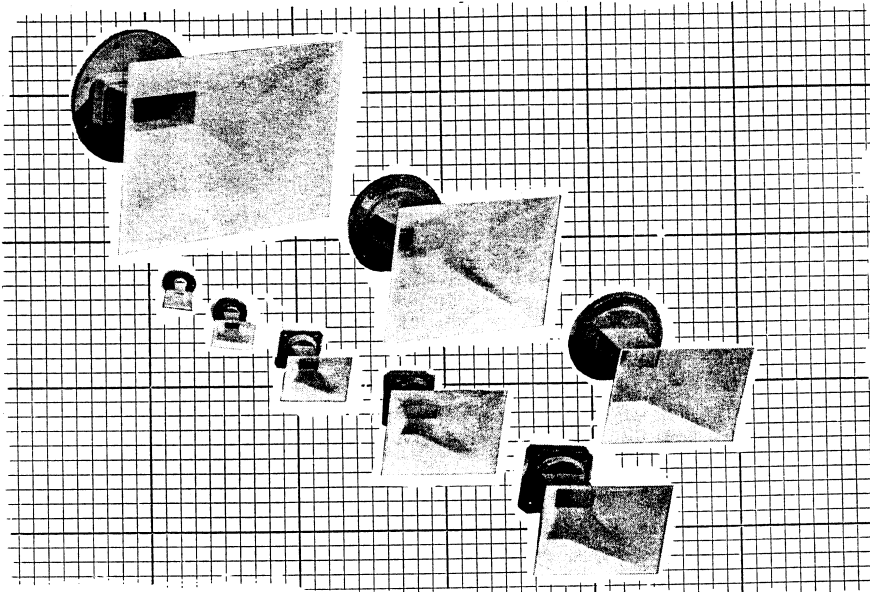
Figure 3: Normalised length of residual pulse $\Delta t / \tau_f$ versus normalised falling flank length $\nu_h \tau_f$ for different normalised peak field strength E_{max} / E_{bd} .

Bilaga 5.7.

957-16, 802540

MICROWAVE

OPTIMUM STANDARD GAIN HORNS



A set of eight horn antennas covers the frequency range from 2.6 to 40.0 Kmc/Sec. These horns provide *optimum* gain for the axial length prescribed.

The gain of each horn is $15.0 \text{ db} \pm 0.2 \text{ db}$ at the specified frequencies. Low VSWRs over the frequency range of each unit reduces reflection losses

to less than 0.1 db. Beam widths are approximately 30° in each plane.

Units are precision constructed of brass and are silver soldered for strength. Heavy silver plating is protected by a coating of corrosion resistant low-loss dielectric. Outer surfaces are finished with instrument grey baked enamel.

Type No.	Frequency Range (Kmc/Sec)	Calibration Freq. (Kmc/Sec)	Gain	Waveguide Type	Waveguide O.D. Size	Flange Type
299	2.60 - 3.95	3.30	15 db	RG - 48/u	3 x 1 1/2	UG - 53/u
399	3.95 - 5.85	4.90	15 db	RG - 49/u	2 x 1	UG - 149/u
499	5.85 - 8.20	7.00	15 db	RG - 50/u	1 1/2 x 3/4	UG - 344/u
599	7.05 - 10.0	8.80	15 db	RG - 51/u	1 1/4 x 3/8	UG - 51/u
699	8.20 - 12.4	9.00	15 db	RG - 52/u	1 x 1/2	UG - 39/u
799	12.4 - 18.0	15.2	15 db	RG - 91/u	.702 x .391	UG - 419/u
899	18.0 - 26.5	24.0	15 db	RG - 53/u	.500 x .250	UG - 425/u
1099	26.5 - 40.0	34.0	15 db	RG - 96/u	.360 x .220	UG - 381/u

